SOMMAIRE

REALISATIONS

REALISATIONS « FLASH »

Compresseur de modulation, page 93.

AU BANC D'ESSAIS



10 tuners au banc d'essais, page 20.

INITIATION

DOCUMENTATION - DIVERS



Face à face : les amplificateurs Kenwood DA 9010 et Technics SU-V90D, page 15.

LE PETIT JOURNAL DU HAUT-PARLEUR

UN HOMME HEUREUX !

Il a gagné le premier lot de notre tirage au sort, parmi ceux et celles qui ont si gentiment répondu à notre enquête-lecteurs. C'est une main encore anonyme, mais innocente qui a tiré au hasard, devant témoins, dont Maître Llouquet, Huissier, le questionnaire-réponse de M. Stéphane Gohy, jeune lecteur du HP, de Ponthierry-Saint-Fargeau (77). Un cadeau qui arrive à point nommé, puisque l'homme en question comptait acquérir un lecteur de C.D. Le voilà maintenant nanti d'un superbe Yamaha CD-X710. Sinon quelques vingt autres lecteurs se sont vus gratifiés d'abonnements à quelques revues de bonne tenue qu'ils ont choisi : ainsi le *Haut-Parleur*, à tout seigneur tout honneur, sera livré chez Mrs Rousseau Eric, du Havre ; Pedinielli Jean-Antoine, d'Ajaccio ; Patry Maurice, de Sees ; Benard Hervé, du Havre ; Sol Jacques, de Vaires-sur-Marne ; Bruno Aimé, de Besançon ; Varoqui Hervé, de Hayange ; Senechal Ludovic, de Labouheyre ; Morzieras Franck, de Limoges ; Luong Bruno, de Grenoble ; Bruni Bruno, de Serres ; Dumon Didier, de Duras ; Guillard Michel, de Courcouronnes ; Roux Jean-Pierre, de Saint-Martin-de-Crau ; tandis que Mrs Lakhari Mustapha, d'Ivry ; Picquot Eric, de la Garde ; Guillotin Gilbert, de Lisieux ; Chapon Jean, du Havre ; Ruffin Marcel, de Claye-Souilly recevront pendant un an *Radio-Plans*. Quand à M. Cochet Clovis, de Boulogne, il se délectera pour une durée équivalente de la prose et des belles images de notre confrère *Hifi-Vidéo*.



ALLEZ-Y ! JE VOUS SUIS...

Les constructeurs européens, qui nous vantent depuis quelques années les mérites de la télédiffusion directe par satellite et la norme D2-Mac, s'avèrent incapables de fournir en masse les décodeurs nécessaires avant la fin de l'année. TDF-1 est opérationnel sur son orbite depuis plusieurs mois, la Sept émet depuis quelques semaines, mais il reste très difficile de se procurer un décodeur D2-Mac ou le matériel de réception. Résultat : une année de perdue sur la durée de vie déjà très limitée de TDF-1. Espérons que les lancements de TV-SAT2 cet été puis de TDF-2 au début de 1990 vont dynamiser les esprits et débloquer les crédits d'investissement. En plus, l'avenir s'annonce maintenant tout tracé. Les ministres des Télécommunications de la CEE ont en effet adopté la norme de télévision haute définition, proposée par le programme Eureka 95, et alloué 300 millions de francs à un GIE de constructeurs. Les émissions commenceront en 1992. Avec un peu de chance, les récepteurs seront disponibles avant 1993.

CABASSE FAIT L'EUROPE

La présence dans les salons internationaux a toujours été un des axes choisis par Cabasse pour asseoir son développement. Cette année ne fait pas exception à la règle. Egerkingen, les Journées de la HiFi et le Satis ont vu la sortie de huit nouveaux modèles Cabasse. La fin de l'été s'annonce particulièrement chargée avec la présence de la marque française en Allemagne, en Hollande et en Suisse...

– RFA : High End 89, Frankfurt Gravenbruch, du 10 au 13 août 1989, hôtel Kempinski.
– Suisse : Fera 89, Zurich, du 30 août au 4 septembre 1989, stand 902-903, hall 9.
– Pays-Bas : HiFi 89, Neauwugein, du 8 au 11 septembre 1989, de Blockhoeve, Sport Center.

LES CAMÉSCOPES MENACÉS

Les droits de douane sur les caméscopes risquent de passer de 4,9 % à 14 %. La commission européenne veut en effet assimiler les caméscopes aux magnétoscopes (taxés à 14 %). Ils sont pour l'instant dans la même catégorie que les caméras vidéo (taxées à 4,9 %). Cette commission argue du fait que les caméscopes peuvent visualiser directement sur l'écran d'un téléviseur les images enregistrées sur la cassette. Les constructeurs japonais essaient de se défendre en soulignant que les caméscopes ne peuvent pas enregistrer les émissions de télévision et que la taxe à 14 % sur les magnétoscopes était destinée à protéger les fabricants européens de magnétoscopes. Or jusqu'à maintenant, aucun constructeur européen ne s'est risqué à fabriquer des caméscopes. Le principal perdant sera encore une fois le consommateur.

Pierre Labeÿ

NOUVELLES DU JAPON

Alors que la production de magnétoscopes de salon a sensiblement diminué cette année, celle de caméscopes continue de s'accroître : plus 45,7 % l'an passé avec 6,5 millions d'unités. En 1989 les constructeurs japonais espèrent produire 8,6 millions de caméscopes : si l'on omet quelques ateliers d'assemblage implantés en Europe, il s'agit de la production mondiale... Les atouts sont toujours bien distribués entre VHS, S-VHS, VHS-C et S-VHSC d'une part et vidéo 8 mm et Hi8 d'autre part. Le clan VHS a gagné quelques points avec l'augmentation de la durée des cassettes en VHS-C et S-VHS-C (90 min en vitesse lente) et l'apparition du tambour d'enregistrement de 41 mm de diamètre. Ce tambour réduit considérablement l'encombrement du caméscope par rapport à un classique tambour de 62 mm. Inconvénient, il faut multiplier le nombre de têtes : 8 pour la vidéo, 2 pour l'audio, 2 têtes d'effacement flottantes, ce qui fait 14 têtes pour un VHS-C HiFi.
Le point le plus important est peut-être l'annonce de magnétoscopes de salon utilisant les cassettes VHS-C (ou S-VHS-C) sans adaptateur mécanique : la compatibilité vraie !

BONNE SAISON POUR LA VIDEO PORTABLE

Avec la commercialisation des caméscopes S-VHS, S-VHS-C et Hi8, cette année a été riche en événements en matière de vidéo portable. Une réalité encore renforcée par l'apparition des combinés téléviseur-magnétoscope portables. Mais si ces appareils sont vendus sous quelques dizaines de marques, le nombre de fabricants atteint tout juste une dizaine. Pourtant, les constructeurs japonais cherchent de plus en plus à intégrer leur production de machines vidéo. L'originalité y gagnera...

QUI FABRIQUE LES CAMESCOPES ?

La plupart des marques de produits audio, vidéo ou photo proposent aujourd'hui un caméscope dans leur catalogue. Mais ces modèles présentent souvent des ressemblances qui n'échappent à personne. Il n'existe que onze fabricants de caméscopes et encore, deux d'entre eux, Fuji Photo Film et Mitsubishi commencent tout juste à produire, tandis qu'Aiwa a momentanément suspendu sa fabrication.
Le plus important fabricant de caméscopes est le géant mondial Matsushita qui produit des VHS, VHS-C (versions normal et super) et 8 mm à raison de 200 000 unités par mois. Le second n'est autre que Sony avec 180 000 8 mm par mois. Le troisième est l'inventeur du VHS, JVC, avec 150 000 unités par mois. En produisant lui aussi tous les standards, Hitachi arrive en quatrième position avec 100 000 unités par mois. Viennent ensuite Sharp (80 000 VHS et VHS-C), Sanyo (30 000 8 mm), Toshiba (30 000 VHS-C) et Canon (20 000, 8 mm). Les nouveaux venus fabriquent 10 000 unités en 8 mm pour Fuji et en VHS-C pour Mitsubishi. Nec, le principal pourvoyeur de CCD devrait se lancer cet été.

L'IMAGE EMPORTEE

Les combinés téléviseur à cristaux liquides-magnétoscope en sont encore à leurs balbutiements sur le marché, mais la production mensuelle atteint tout de même 29 000 unités/mois (dont 20 000 par Sony !). Elle devrait dépasser les 50 000 unités/mois dès cet été.
Le problème réside surtout dans le peu de programmes enregistrés existants. Les VHS de Sharp et Casio n'ont que l'embarras du choix avec les cassettes préenregistrées au format VHS. En vidéo 8 mm, 500 titres sont disponibles sur le marché japonais et 300 nouveaux titres sont attendus avant la fin de l'année. C'est en VHS-C que la bibliothèque est la plus pauvre : à peine quelques dizaines de programmes dont bien peu sont orientés vers la distraction. Matsushita semble vouloir y remédier.
De nombreuses nouveautés sont annoncées en matière de matériels. Le prochain vidéo Walkman sera deux fois plus petit grâce à l'utilisation du mécanisme de magnétoscope FL Mecha développé par Sony pour son caméscope V-88. Hitachi devrait lancer prochainement une combinaison téléviseur LCD 5' – magnétoscope VHS HiFi. Kyocéra annonce un LCD 3' – magnétoscope 8 mm HiFi qui sera produit par Hitachi. Quant au prototype Toshiba, vu l'an dernier, il restera au laboratoire. Son écran LCD de 6,5 pouces coûte trop cher à fabriquer et impliquerait un prix de vente de l'appareil prohibitif.

SONY ACHETE

Aux Etats-unis, Sony a fait l'acquisition de Trans Com Systems, une société qui fournit des produits audio et vidéo aux compagnies aériennes pour la distraction des voyageurs. Le constructeur japonais fournissait des systèmes de projection, de lecteurs compact-disc et cassette ainsi que des magnétoscopes 8 mm à Trans Com Systems depuis 1980.
En même temps, au Japon, Sony devenait le premier actionnaire de Tamron avec 12,1 % des parts de cette société. C'est Tamron qui fabrique les optiques utilisées dans les caméscopes 8 mm Sony.

SONY FAIT SON VHS

Depuis le 1er juin, Sony commercialise au Japon trois nouveaux VHS utilisant une mécanique maison, et un quatrième modèle devrait suivre dès juillet. Jusqu'à maintenant Sony utilisait des platines fabriquées par une marque concurrente. Nommé Mach Drive, ce mécanisme Sony est contrôlé par un microprocesseur qui réduit la tension de bande et permet les bobinages rapides quand la bande est complètement chargée. Cela autorise le passage du bobinage rapide à la lecture en seulement deux secondes. Le temps de passage de Stop à Play a été réduit de 4 s à 1 s. Les nouveaux VHS Sony seront produits à 55 000 unités par mois, mais les dates d'exportation ne sont pas encore fixées. A noter que Aiwa, une filiale de Sony qui se fournissait chez Funai, va elle aussi prochainement commencer à produire ses propres VHS de salon.

MATSUSHITA EST MORT

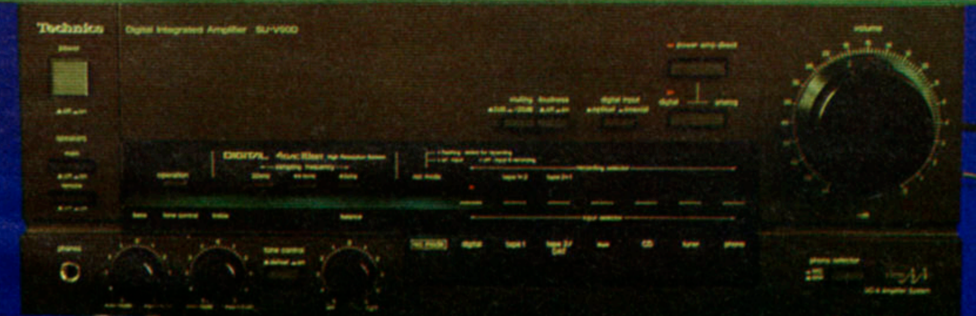
Konosuke Matsushita, fondateur du groupe Matsushita, est décédé le 27 avril dernier à l'âge de 94 ans. Il fonda Matsushita Denki Kigu Seisakusho en 1918 « dans un garage ». Aujourd'hui, le dernier bilan du groupe Matsushita indique un chiffre d'affaires de 5 trillions de yens soit environ 37,6 milliards de dollars.

PIERRE LABEŸ

FACE A FACE

KENWOOD DA-9010





TECHNICS SU-V90D

Les amplificateurs intégrés constituent toujours l'élément central d'une chaîne audiovisuelle ; regroupant des fonctions très diverses, on leur demande de plus en plus. L'apparition de sources combinées audio et vidéo, de celles à signaux numériques vient corser l'affaire. D'où l'idée de comparer deux amplis « haut de gamme » qui, au demeurant, savent tout faire avec élégance et en toute musicalité.

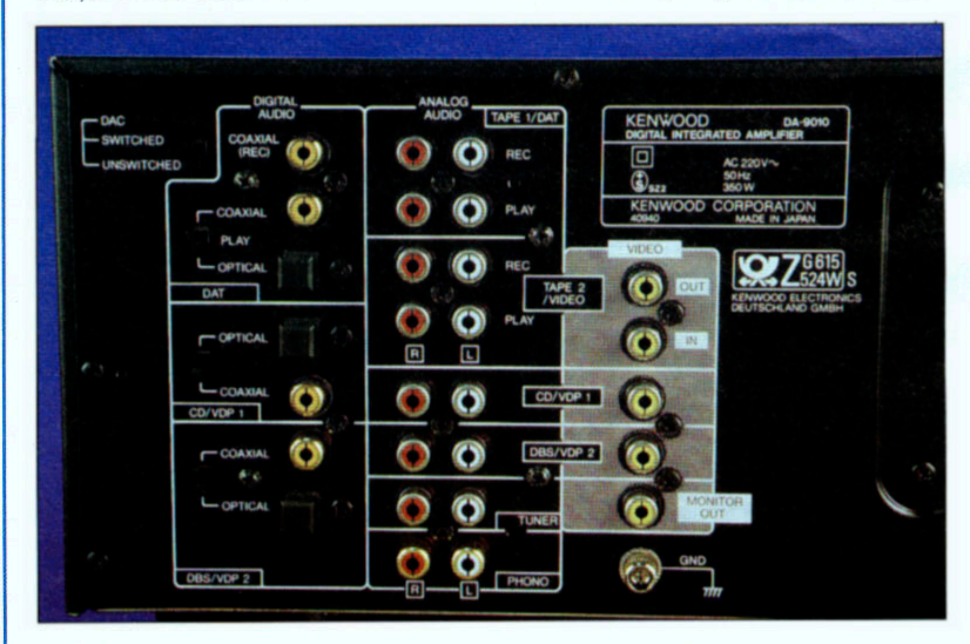
Choisir ce genre d'ampli n'est pas une mince affaire : très complets, ils offrent autant de critères de sélection. Passons sur la puissance : l'un développe 100 W, l'autre 150, par canal, selon les normes IHF ; cela correspond, en termes de niveau acoustique, à une différence de 1,5 dB ; ce qui, dans la pratique, est imperceptible. Et puis, d'ailleurs, le plus puissant est moins lourd que l'autre... alors ? Non, en fait, il s'agit bien plus de constater comment ces appareils savent se tirer d'affaire avec des sources multiples et très différentes (du phono analogique type bobine mobile au DAT à 48 kHz) et comment ils dispensent ces messages complexes à d'autres appareils non moins complexes et parfois versatiles que sont les haut-parleurs.



L'essentiel des commandes du Kenwood est regroupé sur le côté droit, en séparant logiquement celles vouées aux sources numériques et celles de l'analogique. Remarquer le filtre physiologique marqué « Bass Intensifier ».

KENWOOD DA-9010

Costaud, un peu austère, très « audiophile look » avec son gros bouton de volume central, le DA-9010 déroutera un peu les amateurs de boutons et rassurera autant les audiophiles purs et durs. On regrette un peu la présentation des KA-1100D et L-02A de la marque, plus exubérants, mais le DA-9010 en fait autant, avec moins de commandes. C'est là aussi le progrès. Prise en mains surprenante : cela doit faire très mal si on se coince un doigt entre le châssis et l'étagère ; surprise dans le carton : on y trouve la télécommande de volume, très légère quant à elle.



L'ensemble des connexions possibles chez Kenwood : un certain idéal.

Double vocation pour cet ampli : l'une, traditionnelle, consistant à traiter les signaux analogiques ; l'autre, plus novatrice, concernant la conversion numérique vers analogique de signaux issus de CD, DAT, récepteur satellite (selon le procédé DBS japonais). Bien que ces signaux, acheminés soit de manière électrique (en coaxial sur une seule fiche RCA) ou de manière optique, soient au demeurant d'excellente qualité, ils sont traités dans le DA-9010 par un double convertisseur N/A à double verrouillage de phase en entrée (circuit Digital Pulse Axis Control). Cette circuiterie permet de calibrer très exactement la durée de chaque impulsion numérique, quelle qu'en soit l'origine (cela fonctionne également avec des platines lectrices d'autres marques). On conçoit l'utilité d'un tel dispositif en pensant au fait que dans les convertisseurs N/A classiques (intégrateurs ou à réseau R-2R), la précision de conversion est soumise à celle, statique, du convertisseur lui-même, ainsi qu'à celle de la durée de chaque échantillon. Pour fixer les idées, c'est un peu comme si on désirait remplir un seau avec une quantité d'eau précise : quand bien même le débit du robinet est correctement défini, il faut maîtriser tout autant la durée pendant laquelle il est ouvert ! Ce circuit DPAC reconnaît bien évidemment les trois fréquences d'échantillonnage utilisées en audio-numérique, 32, 48 et 44,1 kHz.

La section analogique du DA-9010 a fait l'objet de quelques améliorations par rapport à celle des éléments antérieurs : on remarque l'apparition d'un câble des lignes de masse en étoile, à point unique. La démontration du bien-fondé de cette idée avait été menée en février 1989 par les ingénieurs de Kenwood : cela se voit (sur un oscilloscope) et s'entend (détails à forte puissance) (voir *HP* 1764, mai 1989, page 26).

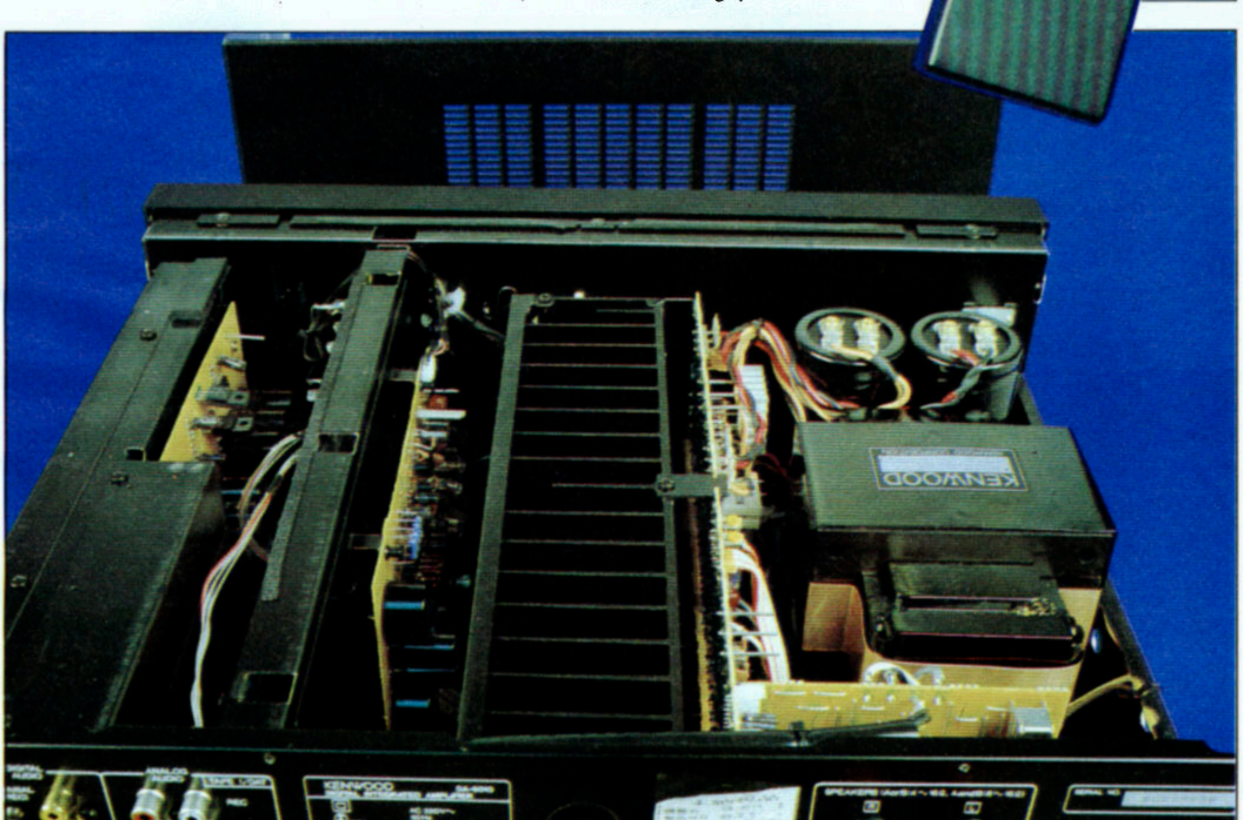
Nous avons effectivement remarqué cette disposition, réalisée avec du câble de forte section. D'ailleurs, d'une manière générale, le DA-9010 semble pensé pour les forts courants de sortie : transformateur de 450 W (au vu de la section du noyau), séparation de l'ampli de puissance et du double ampli de tension (ampli classe A à faible puissance, relayé par un de classe AB plus costaud, à la demande, selon l'amplitude du signal). Côté puissance, on tient les 2 x 110 W en continu, sans problèmes, sur 8 Ω. En puissance dynamique (à basse impédance, durant 20 ms), on relève des pointes de 350 W par canal (efficaces, sur 2 Ω). En ce qui concerne les facilités, le DA-9010 n'est pas en reste : on trouve déjà un bel agrément dans la télécommande de volume, motorisée. Nous préférons ce type de commande, mécanique, à une commande électrique totale, souvent génératrice de distorsions. En ce qui concerne les commutations vidéo, le DA-9010 offre trois entrées pour deux sorties, ce qui constitue une bonne base pour une chaîne audiovisuelle.

TECHNICS SU-V90D

Un peu moins gros, un peu moins lourd, plus fin de ligne et agréable à l'œil, le SU-V90D se distingue par une générosité affirmée sur sa face avant, faisant cohabiter en nombre et ordre commandes et voyants de signalisation. Côté entrée numérique (coaxiale ou optique), la grande idée consiste à exploiter, à l'instar de ce qui se fait sur les lecteurs CD haut de gamme de la marque, non pas un convertisseur par canal, mais deux. L'idée repose sur le fait qu'au voisinage du zéro analogique de la tension audio à reproduire le convertisseur travaille sur les transitions du bit le plus significatif (MSB).

En effet, ce zéro électrique correspond à la moitié du maximum de la tension susceptible d'être fournie par le convertisseur, qui travaille « en offset », ou, si on préfère, avec tension continue permanente. Au cas où l'ajustage du poids de ce MSB ne correspond pas à la valeur re-

La télécommande du Kenwood agit non seulement sur le volume, mais aussi sur un silencieux (muting) et permet le choix entre sources numérique et analogique.



Vue interne du DA-9010.



Chez Technics, le clavier de sélection des sources fait également office de sélecteur d'enregistrement, grâce à une logique intégrée.

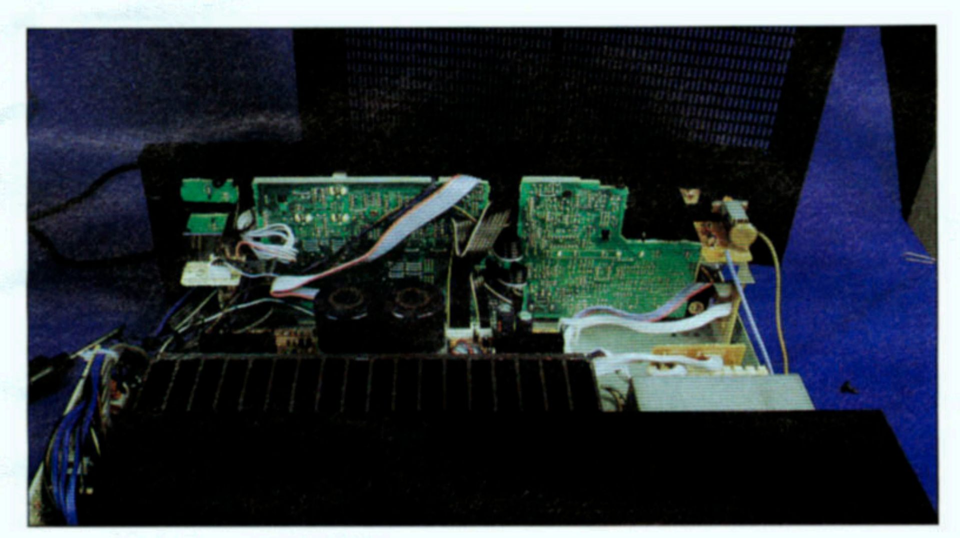


L'affichage des fréquences d'échantillonnage de Technics.

quise, la précision du convertisseur souffre d'une forte non-linéarité autour du zéro électrique, comme un amplificateur de puissance qui présenterait de la distorsion de croisement. Cette distorsion est surtout audible durant les passages à faible niveau. D'où l'idée d'utiliser deux convertisseurs, pilotés par un LSI spécial, chacun s'occupant indépendamment des parties positives et négatives du signal. Au voisinage du zéro, dans ce cas, ce sont les bits les moins significatifs qui sont sollicités, d'où une distorsion moindre à bas niveau. En amont du circuit de contrôle des convertisseurs se trouve le filtre numérique (du 266ᵉ ordre !), fournissant les 18 bits à une fréquence quadruple de celle appliquée à l'entrée par le PLL (lequel reconnaît les fréquences « standard » de 32, 44,1 et 48 kHz). La section analogique se distingue par quelques détails bien choisis : le potentiomètre de volume est doublé, selon que l'on a choisi une source numérique ou analogique et engagé la fonction « Power Amp Direct ». Auquel cas, les signaux AF empruntent l'une ou l'autre section de ce potentiomètre, qui, en face avant, présente deux échelles respectives. Cette technique permet de gagner 10 dB environ en rapport signal/bruit. L'ampli de puissance est bâti selon le procédé Class AA de la marque. Cela consiste à séparer virtuellement l'ampli de courant final et l'ampli de tension



Généreux pour les raccordements audio, Technics a pensé aussi aux utilisateurs de gros câbles pour enceintes.



Vue interne du SU-V90D.



L'entrée numérique du Technics.

qui le précède. De ce fait, l'ampli de tension ne réagit pas aux variations d'impédance et de phase de l'enceinte, lesquelles ne sont vues que par l'ampli de courant. Technics a, semble-t-il au vu de l'intérieur de l'appareil, choisi de nouveaux composants passifs : on remarque entre autres des condensateurs de filtrage type « High Speed EX » dont, tous renseignements pris, l'électrolyte est un produit de la biotechnologie qui n'agresse pas la couche d'aluminium et réagit très rapidement aux variations de champ électrique. L'ensemble du câblage est confié à du fil en cuivre sans oxygène, même pour les bobines du transformateur.

En ce qui concerne les fonctionnalités, le SU-V90D offre un nombre impressionnant de possibilités de commutations en audio (notamment en ce qui concerne les magnétophones analogiques et DAT). En revanche, pas de commutations vidéo.

POUR CONCLURE

Ecoutés avec diverses sources (une cellule à bobine mobile Denon DL-103, un CD Technics en coaxial et en optique, un DAT Sony DTC-1000 en coaxial) sur divers types d'enceintes (françaises bien alignées dans le grave, anglaises à impédance constante, américaines à haut rendement...), ces deux amplis ne diffèrent somme toute que peu. Le DA-9010 semble peut-être mieux à l'aise dans le grave à haut niveau d'écoute, où il « dégraisse » le message sonore, laissant l'oreille se promener tranquillement dans les autres registres. Côté fonctionnalités, le DA-9010 gagne encore quelques points, avec ses entrées numériques en nombre et ses commutations vidéo. Les prix sont à l'avantage du Technics : 6 990 F contre 7 990 F pour le Kenwood. Dans cette zone de prix, 1 000 F d'écart, c'est peu, et c'est là le coût d'une certaine complétude. ■

	Kenwood DA-9010	Technics SU-V90D
Puissance max., sur 8 Ω, d < 0,01 %	2 × 112 W	2 × 105 W
Puissance impulsion 2 Ω (t = 20 ms)	2 × 350 W	2 × 245 W
Distorsion harmonique à mi-puissance	0,008 %	0,002 %
Réponse en fréquence à mi-puissance (– 3 dB)	10 Hz à 100 kHz	10 Hz à 70 kHz
Facteur d'amortissement	170	50
Rapports S/B pondérés Phono AM Phono BM Ligne Numérique	 85 dB 70 dB 102 dB 99 dB	 80 dB 69 dB 100 dB 100 dB
Dimensions (mm)	440 × 162 × 422	430 × 158 × 398
Poids	18 kg	13,2 kg
Connectique : Phono AM, BM Haut niveau Magnétophones Ampli direct Numérique coax. Numérique opti. E. vidéo S. vidéo	 oui 3 (avec vidéo) 2 non 3 3 3 2	 oui 3 2 oui 1 1 0 0
Résolution Surech Physio Timbres (à 50 Hz à 20 kHz)	18 bits 8 fc + 9 dB à 20 Hz ± 10 dB	18 bits 4 fc + 9 dB à 50 Hz ± 10 dB
Prix	7 990 F	6 990 F

BANC-D'ESSAIS

10 TUNERS

Une collection 1989 qui rassemble des tuners dont les prix n'atteignent pas toujours des sommets élevés. Il est vrai qu'on vous propose parfois de prétendues chaînes à 990 F, enceintes comprises.... Quelles sont les tendances ? A vrai dire, on semble plutôt travailler dans la continuité : nous n'avons pas constaté d'évolution marquée des produits, un tuner testé l'an dernier supportant fort bien la comparaison avec les derniers sortis.

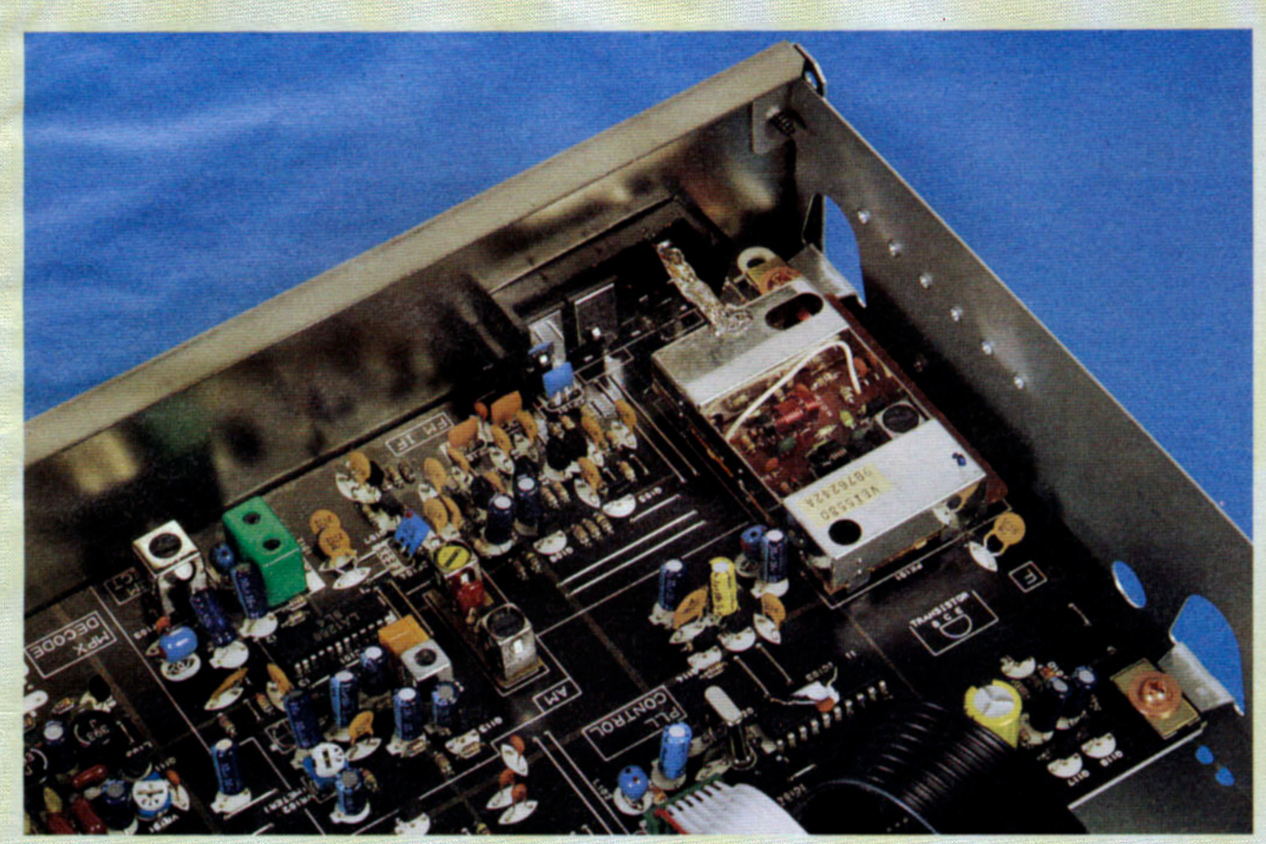
Pioneer : Manifestement, ce constructeur déploie de gros moyens et sélectionne ses composants parmi les meilleurs...

Tout le monde utilise bien sûr la synthèse de fréquence qui permet de retrouver, sur un afficheur numérique, la fréquence de l'émetteur. La recherche automatique des stations facilitera la mise en mémoire des stations préréglées. Elle se commande le plus souvent par deux touches ou par une touche unique à double fonction. Formule élaborée chez Pioneer qui propose plusieurs seuils de détection, à l'image des solutions adoptées par les manufacturiers d'autoradios.

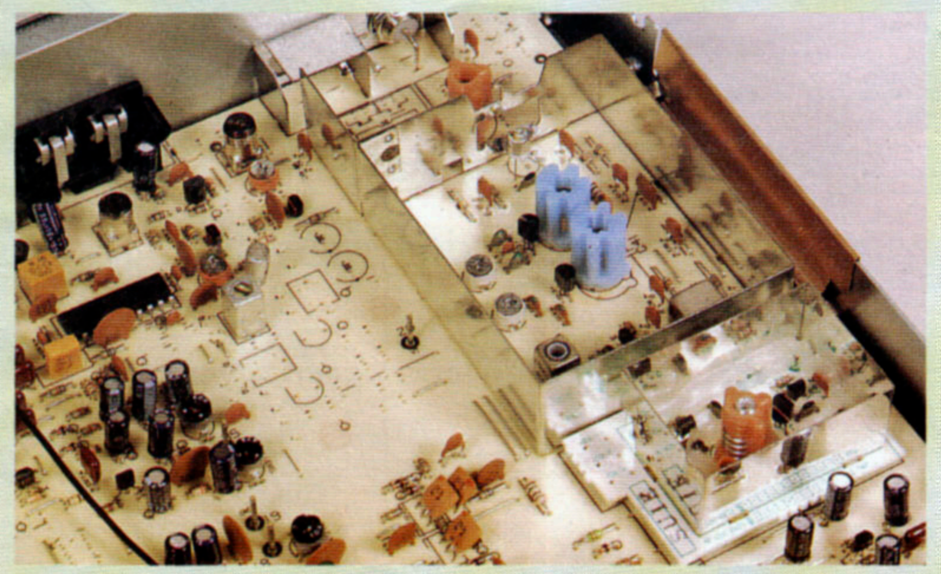
Une commande intéressante chez Technics qui reprend la formule de l'accord par volant rotatif, un volant lourd et doté d'une inertie rendant la rotation confortable. On utilise ici un codeur incrémental, un composant que l'on ne rencontre pas très souvent dans le grand public. Il s'agit d'un système qui génère des impulsions lorsque le bouton tourne. L'électronique détecte le sens de rotation et entraîne un compteur/décompteur. Un tuner très spécial dans la foule : celui de Kenwood qui non seulement reçoit les ondes classiques, mais en plus comporte un programmateur capable d'alimenter d'autres éléments de la chaîne HiFi, par exemple un magnétophone. En plus, il affiche en façade quatre lettres du nom de la station. Si cela ne vous suffit pas, sachez aussi qu'avec lui on programme directement sa fréquence, c'est plus que rare bien que le nombre des touches de présélection des stations soient souvent de 10 ou plus.

S'agissant de la programmation, nous avons rencontré, dans notre sélection, des tuners dotés d'une programmation de quelques émetteurs destinés à une commande par minuterie. A la première mise sous tension, c'est le premier émetteur qui est sélectionné, à la seconde, c'est le second et ainsi de suite. Diverses formules de ce type sont proposées avec une simplification chez Luxman où la station 1 sort en premier puis la 2 puis la 3, selon l'ordre programmé par l'utilisateur. D'autres fonctions : la sélectivité variable que l'on rencontre sur quelques modèles, la haute sélectivité augmente la distorsion, mais élimine l'influence de stations trop proches et trop puissantes. Elle favorise la réception des stations les plus faibles. Il est intéressant de permettre une programmation des parmamètres de réception, ce qui ne se fait, il est vrai, que rarement. Ainsi, lorsque la station sera appelée, on lui associera une largeur de bande, la sélection mono ou stéréo ou encore le mélange des fréquences hautes en stéréo, un mélange rarement automatique bien que cela se fasse aussi dans le domaine de l'autoradio, un type de réception où l'on est exigeant. Nikko propose une formule de mélange dosable à la main et installe un bouton dépassant de la façade, ceinturé de caoutchouc pour éviter que vos doigts glissent. Autour de ce bouton, un décor illuminé et mobile attirera certainement votre attention...





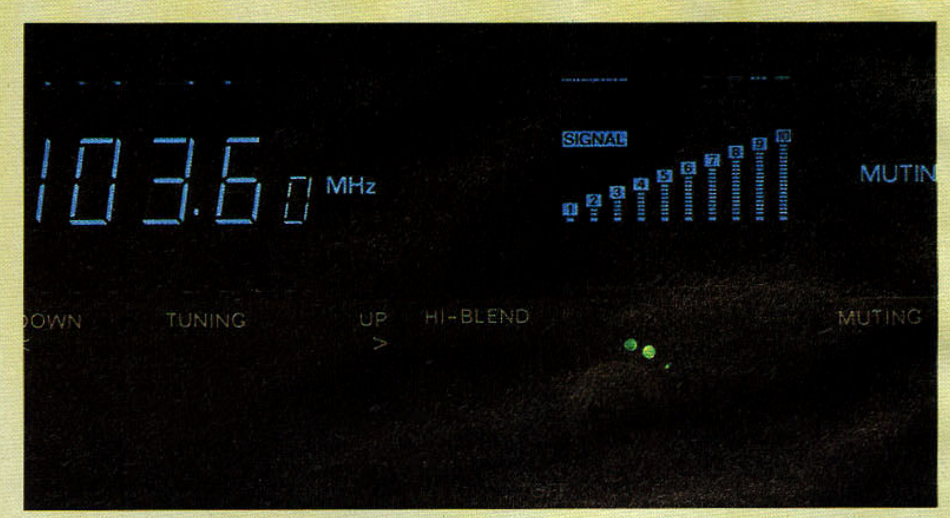
Vue interne du tuner Yamaha, une tête RF Alps dont les inductances se règlent au tournevis, par écartement des spires.



Pioneer : une tête RF faite sur mesure et non un module venu d'un constructeur externe. Les emplacements libres du côté du tuner MA laissent penser qu'une version L, avec grandes ondes, existe sans doute aussi...

Un coup d'œil à l'intérieur des tuners : certains sont pratiquement vides, d'autres au contraire bien remplis. Sachez que le tuner d'un autoradio remplit pratiquement les mêmes fonctions... En plus, il y a ici un transformateur d'alimentation, pas bien gros à vrai dire. Pioneer occupe bien son espace ; il est vrai que ce constructeur a soigné tous ses circuits et n'utilise pratiquement que des intégrés sur mesure, comme son décodeur stéréo ou son démodulateur direct. Nikko personnalise son décodeur stéréo. En revanche, chez tout le monde ou presque, on fait appel à la technologie Sanyo, de la MA à la MF, de la FI au décodeur stéréo. Seule la tête RF porte la signature de l'un des deux grands spécialistes japonais Mitsumi ou Alps. L'exception existe ici, elle est signée Pio-

10 TUNERS AU BANC D'ESSAIS



Détail de la façade du Nikko : un indicateur de fréquence et de champ sur afficheur fluo ; plus bas, le bouton Hi-Blend de mélange de l'aigu en stéréo, un réglage progressif visualisé par un voyant vert et mobile.

neer qui réalise sa tête RF sur son circuit imprimé de base. A noter : les têtes RF sont équipées de self à air dont l'accord est réglé par ajustement de l'espacement des spires... Le lieu de fabrication : c'est souvent le Japon sauf lorsque la sous-traitance conduit les grandes marques à rechercher une main-d'œuvre plus économique, JVC ou Kenwood par exemple, dont les tuners qui nous ont été confiés ont été fabriqués à Singapour et en Corée pour Luxman.

LE FINAL

Nous avons établi un classement des tuners sur la base de leurs performances, sans tenir compte cette fois ni de leur prix, ni de leurs possibilités.

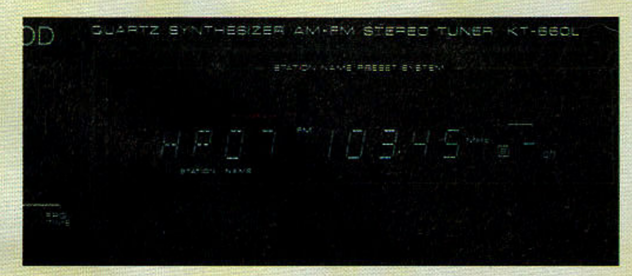
Marque	ADC	Denon	Harman Kardon	JVC	Kenwood
Modèle	T-2000E	TU-550L	TU-909	FX-311L	KT-660L
Origine	Japon	Japon	Japon	Singapour	Singapour
Dimensions (en mm)	430 × 54 × 322	434 × 71 × 290	443 × 69 × 325	435 × 60 × 218	440 × 65 × 251
Gammes	PO-GO	PO-GO-MF	PO-MF	PO-GO-MF	PO-GO-MF
Nbr. stat. préréglées	10 MF 10 MA	20	18 :12 MF et6 PO	40	12 ou 20
Accord	manuel	auto/manuel	auto/manuel	auto/manuel	auto/manuel
Afficheur	fluorescent	fluorescent	CL	CL	fluorescent
Ind. niveau RF	oui	oui	non	non	non
Ind. accord	non	non	oui	oui	oui
Z entrée	75 Ω	75 Ω	75/300 Ω	75/300 Ω	75 Ω
Sélectivité variable	oui	oui	non	non	non
Mélange aigu	oui	oui	non	non	non
Local/distance	non	non	non	non	non
Télécommande	récepteur	non	non	externe	non
Prix	2 990 F	2 690 F	1 990 F	1 290 F	1 750 F
Classement	6	5	7	9	1

N.B. : Nous avons remplacé notre note traditionnelle par un classement par ordre de préférence en tenant compte uniquement des résultats techniques. Le prix indiqué vous permettra d'établir vous-même le rapport qualité/prix.

10 TUNERS AU BANC D'ESSAIS



Afficheur à cristaux liquides : un tableau complet de la situation : numéro de la station dans la mémoire, fréquence, largeur de bande, indicateur de niveau. En bas, les indications signalant l'état des touches.



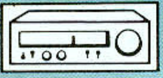
Kenwood : un afficheur qui peut aussi donner le nom d'une station, mais avec seulement 4 lettres ou chiffres.

Deux tuners se retrouvent *ex aequo* : les Kenwood et les Pioneer. En troisième position, nous avons le Nikko puis le Luxman, le Yamaha, l'ADC, le Denon, le Harman Kardon, puis le Technics et enfin le JVC, ces deux derniers tuners pourraient être améliorés sur plusieurs points, comme la distorsion en stéréo pour le Technics (qui n'utilise pas de décodeur stéréo Sanyo) ou la distorsion, en mono et en stéréo sur le JVC.

Signalons également que Dual* propose un tuner très intéressant, disponible sous deux références suivant sa présentation : CT 5040 ou 7050, un tuner pas cher (environ 1 600 F) permettant une composition directe des fréquences sur son clavier numérique. Comparés à ceux de notre sélection, il se serait glissé à la cinquième place. Nous avons ici un vainqueur incontestable, aussi bien pour son prix que pour ses possibilités : le KT-660L de Kenwood, autorisant la composition directe des fréquences, est équipé d'une horloge et peut commander un enregistrement grâce à son programmateur à deux programmes ; en prime, il peut vous indiquer le nom des stations, mais en perdant un peu de mémoire, seulement si vous le voulez...

* Ce tuner a fait l'objet d'un banc d'essai dans notre numéro 1749.

Marque	Luxman	Nikko	Pioneer	Technics	Yamaha
Modèle	T-111L	T400	F737	ST-G-560L	TX-530
Origine	Corée	Japon	Japon	Japon	Japon
Dimensions (en mm)	438 × 60 × 220	443 × 86 × 308	420 × 85 × 304	430 × 70 × 274	435 × 92 × 282
Gammes	PO-GO-MF	PO-MF	PO-MF	PO-GO-MF	PO-MF
Nbr. stat. préréglées	20	10	24	39	20
Accord	auto/manuel	auto/manuel	auto/manuel	auto/manuel	auto/manuel
Afficheur	DEL	fluorescent	fLuorescent	fluorescent	CL
Ind. niveau RF	oui	oui	oui	non	oui
Ind. accord	non	non	non	oui	non
Z entrée	75 et 300 Ω	75Ω	75 Ω	75 Ω	75 Ω
Sélectivité variable	non	oui	oui	oui	oui
Mélange aigu	non	réglable	oui	non	oui
Local/distance	non	non	non	non	non
Télécommande	externe	non	non	non	externe
Prix	2 290 F	2 890 F	2 990 F	N.C.	2 490 F
Classement	3	2	1	8	4



TECHNICS ST-G 560 L

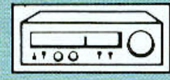


Enfin, un tuner à accord rotatif. La fréquence d'accord est en effet contrôlée par un codeur incrémental : un tour pour 500 kHz et, pour éviter les fausses manœuvres, une touche verrouille le volant. Ce bouton commande aussi le départ d'une recherche bidirectionnelle. Automatisme aussi, c'est celui de la largeur de bande. Cette largeur sera choisie en fonction de l'intensité du signal RF reçu, une intensité que l'on peut retrouver en façade et en dB. Trois gammes d'ondes à bord : grandes, moyennes et modulation de fréquence, des dispositions ont été prises pour les nouveaux plans de fréquence. En MF, la fréquence peut s'accroître de 25 kHz (le pas de base est de 50 kHz), si votre émetteur favori n'est pas des plus stables. Vous aurez également le droit de couper la stéréophonie ou de programmer le passage automatique en mono ou en stéréo. La réception mono d'un émetteur stéréo se fait avec un moindre bruit de fond. Les stations préréglées sont 39, toutes gammes confondues, on compose directement le numéro sur le clavier numérique, pour les stations 1 à 3, c'est assez long car le processeur réfléchit avant de distinguer les unités des dizaines : le 2 peut être celui de 27... Deux touches servent à passer d'une station préréglée à la suivante. Pour la mémorisation, vous aurez deux modes : une mémorisation automatique ou manuelle. A noter : Technics double le rôle de ses touches par le principe de détection des pressions brève ou prolongée.

Technics, c'est Matsushita, pas étonnant que l'on retrouve les circuits intégrés de la marque. Sanyo n'est pas oublié et fournit le synthétiseur, Alps la tête RF.

Le Haut-Parleur a aimé :
- le bouton rotatif
- le décalage de 25 kHz
- les 39 stations
- la sélection variable

Le Haut-Parleur a regretté :
- des manipulations pas très faciles
- des performances à améliorer



YAMAHA TX-530



Yamaha assortit son tuner aux autres éléments de la chaîne. Cela se traduit par une face avant haute, nous sommes loin des lignes basses. Une grande « glace » abrite un afficheur à cristaux liquides s'éclairant en rouge ou en jaune sur fond noir. Deux gammes d'ondes, nous n'avons pas eu de version L.

Pas de grandes ondes par conséquent. Les petites seront reçues sur un cadre circulaire très « gonio » bobiné de fil de cuivre émaillé du plus bel effet ! La FM sera reçue sur la prise 75 Ω. 20 stations préréglées sont prévues, elles se répartissent en deux groupes. Les stations des deux gammes se mélangeront dans la mémoire. L'accord sera soit automatique, soit manuel, au choix, une touche à double fonction remplace le bouton du cadran et déclenche la recherche. Une fois la station trouvée, on sélectionne les paramètres de réception : sélectivité, mono ou stéréo automatique, mélange G/D dans l'aigu et on stocke le tout dans une mémoire.

L'afficheur indique le numéro de la mémoire, la fréquence et la gamme radio, un dessin illustre la sélectivité et un indicateur de champ aligne un maximum de 10 segments. Les fonctions mises en service par les touches bordant l'afficheur sont annoncées en clair, c'est-à-dire en anglais. Une disposition qui facilite la compréhension et la manipulation.

Si vous possédez le reste de la chaîne, vous profiterez de la télécommande pour laquelle vous trouverez un connecteur multiple en face arrière.

Une fois de plus, on retrouve un traitement des signaux par les circuits intégrés de Sanyo ! Yamaha signe un contrôleur de PLL, circuit de gestion. La tête est signée Alps.

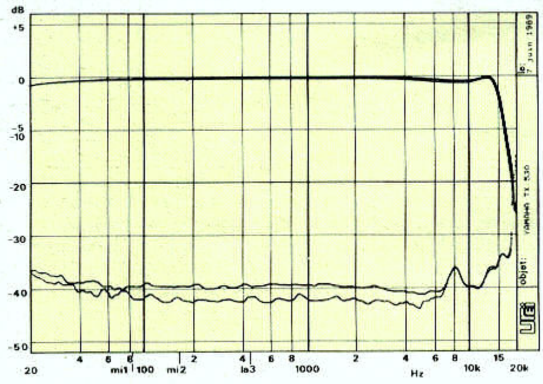
Le Haut-Parleur a aimé :
- la mémorisation des paramètres
- la sélectivité variable
- l'indicateur de champ

Le Haut-Parleur a regretté :
- pas de grandes ondes

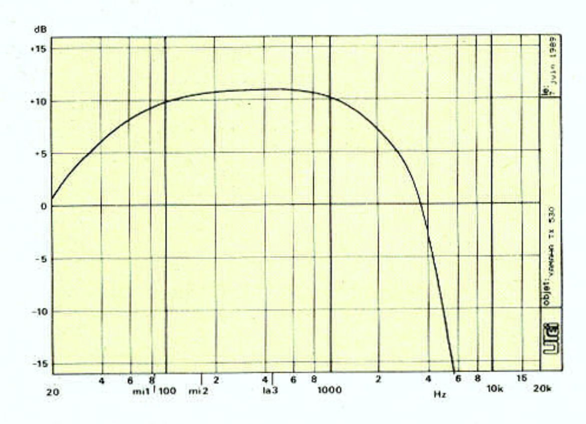
NOUS AVONS MESURE :

YAMAHA TX 530

Sensibilité pour 26 dB S/B	1 µV
Sensibilité utile 50 dB mono	6 µV
Sensibilité utile 50 dB stéréo	70 µV
Niveau de silencieux	– µV
Seuil de déclenchement stéréo	15 µV
Rapport signal/bruit pondéré stéréo	77 dB
Distorsion MF 30 % modul. BL mono/stéréo	0,08 %/0,09 %
Distorsion MF 30 % modul. BE mono/stéréo	0,1 %/0,1 %
Réjection 19 kHz	38 dB
Réjection > 38 kHz	65 dB
Sélectivité canal adjacent +/– 200 kHz	33 dB/73 dB
Bande large/étroite +/– 300 kHz	80 dB/> 100 dB
Rapport de capture	5,5 dB
Tension de sortie	0,77 V/0 dBu
Impédance de sortie	3 kΩ
Sensibilité PO 26 dB S/B	16 µV
Sensibilité GO 26 dB S/B	– µV



Courbes de réponse en fréquence et de diaphonie du tuner Yamaha TX 530. Nous sommes en modulation de fréquence et en stéréo, la réponse en fréquence est celle des deux canaux, la réponse est un tout petit peu courte dans l'extrême aigu. L'échelle est dilatée par rapport à celle de la courbe de diaphonie, le 0 est le même. Une quarantaine de dB de diaphonie, ça suffit pour une très bonne stéréo.

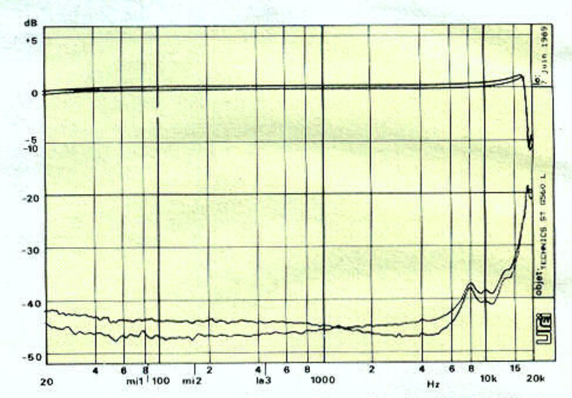


Courbe de réponse de la section MA du tuner Yamaha TX 530. La courbe de réponse en fréquence, à – 3 dB, s'étend de 54 Hz à 1,8 kHz et à – 6 dB de 33 Hz à 2,7 kHz.

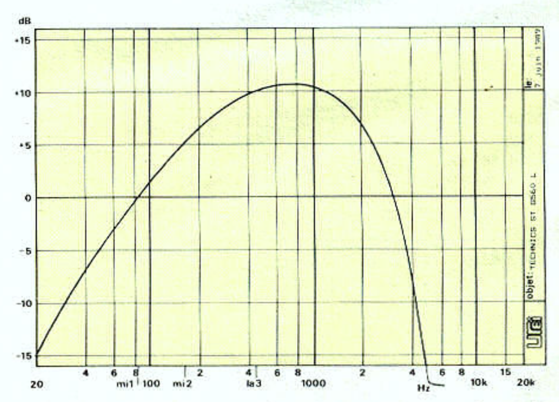
NOUS AVONS MESURE :

TECHNICS ST-G560L

Sensibilité pour 26 dB S/B	2 µV
Sensibilité utile 50 dB mono	12 µV
Sensibilité utile 50 dB stéréo	190 µV
Niveau de silencieux	– µV
Seuil de déclenchement stéréo	10 µV
Rapport signal/bruit pondéré stéréo	73 dB
Distorsion MF 30 % modul. BL mono/stéréo	0,09 %/0,5 %
Distorsion MF 30 % modul. BE mono/stéréo	0,09 %/1,4 %
Réjection 19 kHz	47 dB
Réjection > 38 kHz	43 dB
Sélectivité canal adjacent +/– 200 kHz	3 dB/60 dB
Bande large/étroite +/– 300 kHz	60 dB/> 80 dB
Rapport de capture	6 dB
Tension de sortie	0,560 V/– 2,8 dBu
Impédance de sortie	1,6 kΩ
Sensibilité PO 26 dB S/B	32 µV
Sensibilité GO 26 dB S/B	24 µV



Courbes de réponse en fréquence et de diaphonie du tuner Technics ST-G 560 L. Nous sommes en modulation de fréquence et en stéréo, la réponse en fréquence est celle des deux canaux ; on constate une légère différence de niveau entre les deux voies, mais une excellente linéarité. L'échelle verticale est dilatée par rapport à celle de la courbe de diaphonie, le 0 est le même. Très bonne diaphonie : plus de 45 dB...



Courbe de réponse de la section MA du tuner Technics ST-G 560 L. La courbe de réponse en fréquence, à – 3 dB, s'étend de 220 Hz à 1,9 kHz et à – 6 dB de 150 Hz à 2,4 kHz.

PANORAMA

LES TUNERS

A partir de ce numéro, nous compléterons notre série de 10 bancs d'essais HiFi ou vidéo par un tableau comparatif d'appareils du même type, de façon à vous offrir un panorama complet du marché.
Nous commencerons ce mois-ci avec les tuners. Les caractéristiques indiquées nous ont été communiquées par le constructeur, contrairement aux chiffres donnés dans nos bancs d'essais, qui correspondent aux mesures faites dans notre laboratoire. Les prix indiqués sont ceux généralement pratiqués. Les appareils publiés dans nos bancs d'essais ne figurent pas dans ce tableau.

Marque	Type	Gammes			F.M.					A.M.				Consommation (W)	Dimensions L×H×P (mm)	Poids (kg)	Prix (F)
		PO	GO	FM	Sensibilité (µV)	Distorsion (%)	Rapport S/B (dB)	Sélectivité (dB)	Séparation stéréo (dB)	Sensibilité PO (µV)	Sensibilité GO (µV)	Sélectivité PO (dB)	Sélectivité GO (dB)				
DUAL	CT 441RC			•	0,6		72	80							440×87×295	4	5 000
	CT 7050	•	•	•	0,8		70	80							440×77×245	3,3	1 690
	CT 7030	•	•	•	1		70	80							440×77×245	3,6	1 290
LUXMAN	T 007	•	•	•	0,95		82		54						360×90×364		2 300
	T 117	•	•	•	0,75	0,05	80		58						438×63×310	4,5	4 790
KENWOOD	KT 1100D	•		•	0,95	0,35	78	80	50	10		40		18	440×88×331	4,7	4 790
	KT 880DL	•	•	•	0,95	0,2	81	82	52	10	10	40	40	13	440×78×317	3,5	2 390
	KT 1010L	•	•	•		0,3	66	75	46	14	17	40	35	7	440×78×267	3,1	1 390
MARANTZ	ST 35	•	•	•	0,9	0,2	76	65	45	400	800				420×60×260	2,8	1 690
	ST 54	•	•	•	0,7	0,3	85	75	55	350	800				416×73×295	3,4	2 450
NIKKO	T 600	•		•	2,8	0,015	86		75	300					442×76×300	4,1	3 690
	NT 540	•		•	1,46	0,08	75	60	45	30					440×43,5×265	3,2	1995
	NT 950	•		•	2	0,06	75	60	50	30					440×43,5×265	3,3	2 250
SONY	ST-S300L	•	•	•	3,6	0,15	74		50	700		32	32	10	430×80×356	2,6	1525
	ST-S100L	•	•	•	3,6	0,03	74		50	500				10	430×83×246	2,6	1 335
TECHNICS	ST-G90L	•	•	•	1,5	0,02	74	55	60	20	50	50	50	9,5	430×93,5×228	3,5	4 990
	ST-G70L	•	•	•	1,5	0,02		55	60	20				9,5	430×93,5×288	3,5	
	ST-G460L	•	•	•	1,5	0,1	73	65	50	20	50	50	50	9	430×69×288	2,5	1 790
PIONEER	F 91	•		•	0,85	0,02	87	85	65	150		18		25	457×84×316	5,2	4 590
	F 443L	•	•	•	1,2	0,4	78	65	45	300	300	20	20	10	420×70×318	3,5	1 590
	F 223L	•	•	•	1,2	0,5	73	60	40	350	350	20	20	10	420×56×215	2,2	1 190
DENON	TU800L	•	•	•	0,9	0,04	88	80	60	18	30	50	50	18	434×88×320	4	4 600
	TU600L	•	•	•	0,9	0,03	86	70	55	18	30	35	35	12	434×68×281	3,2	3 750
	TU450L	•	•	•	1	0,3	76	75	40	18	30	33	35	7	434×70×238	3	2 110
	TU460L	•	•	•	1	0,3	78	75	40	18	30	35	35	12	434×73×287	3,1	2 100
YAMAHA	TX900	•		•	1,6	0,02	90	90	68	10					435×93,5×357	5	3 830
	TX400	•		•	1,6	0,1	76	85	40	12					435×72,5×260	2,3	1 720
	TX500	•		•	1,6	0,1	76	85	40	12					435×72×237	2,1	1 530
	TX1000	•		•	1,6	0,02	90	90		10					435×95×366,5	6,1	5 990
REVOX	B 160			•	1,25	0,07	80	100	43					20	450×109×332	7	7 488
	B 260			•	1,25	0,07	80	100	43					30	450×109×332	7	10 848
HARMAN KARDON	Citation 23			•	1,6	0,06	84	75	55	12		60			443×70×371	6,8	7 900

EXPERIMENTATION ET EVOLUTION DES CIRCUITS FONDAMENTAUX

LES PORTES ANALOGIQUES

Interrupteurs électroniques capables de commuter des signaux analogiques, et commandés eux-mêmes, pour le passage de l'état ouvert à l'état fermé et inversement, par des signaux logiques, les portes analogiques trouvent un nombre considérable d'applications ; cet article ne pourra en analyser que quelques exemples typiques, mais facilement extensibles ou modifiables.

STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT D'UNE PORTE ANALOGIQUE

Ce type de circuit existe en deux technologies différentes. La première associe une logique bipolaire de commande à une commutation par transistors J-FET. Son principal avantage – mais, en même temps, son aspect quelque peu contraignant – réside dans la compatibilité des tensions de commande avec celles de la logique TTL.

La deuxième famille de portes analogiques repose sur la technologie C.MOS, dont on connaît les avantages, notamment en matière de consommation et d'impédances d'entrée. Elle nous paraît plus universelle, d'emploi plus souple, et nous la prendrons comme support pour toutes les applications proposées, à travers deux circuits intégrés très répandus et très peu coûteux : le CD 4016 et le CD 4066.

Chacun de ces circuits renferme, en un même boîtier DIL à 14 broches, quatre portes analogiques identiques. La figure 1a montre la structure schématique de chaque porte. Deux transistors MOS complémentaires, l'un à canal N et l'autre à canal P, reçoivent, sur leurs grilles, un niveau de commande nul ou positif, par rapport à la masse générale du circuit. Directement transmise à la grille du MOS à canal N, ce niveau logique traverse un inverseur avant d'attaquer celle du transistor à canal P. On voit alors que :

- pour un niveau de commande bas (0 logique), les deux MOS (à enrichissement) sont bloqués : leurs canaux offrent, de l'entrée vers la sortie (E et S, d'ailleurs parfaitement réversibles), une résistance pratiquement infinie. L'ensemble est équivalent à un interrupteur ouvert ;
- pour un niveau de commande haut (1 logique), les deux transistors conduisent et n'opposent, de l'entrée vers la sortie, que la résistance R_{ON}, de l'ordre de la centaine d'ohms. L'ensemble équivaut à un interrupteur fermé, bien qu'imparfait à cause de R_{ON}.

Dans la suite de cet article, nous ne dessinerons que l'équivalent électromécanique, symbolisé en figure 1b. Chaque circuit intégré CD 4016 ou CD 4066 renferme quatre portes analogiques, et la figure 2 en donne le brochage.

Fonctionnement d'une porte C.MOS

Alimentons une porte analogique (c'est-à-dire, en pratique, les quatre portes d'un circuit

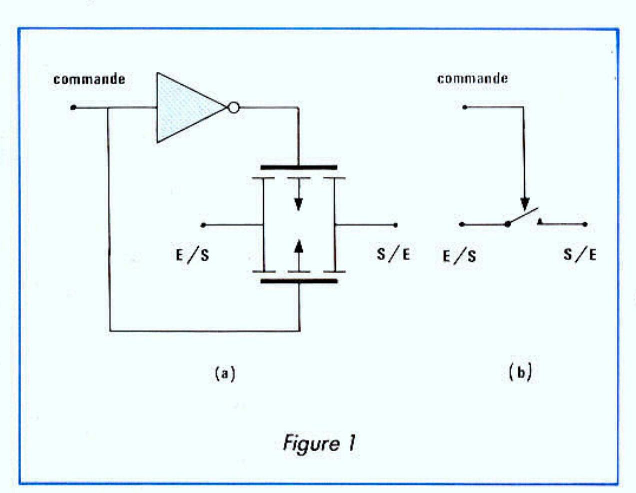


Figure 1

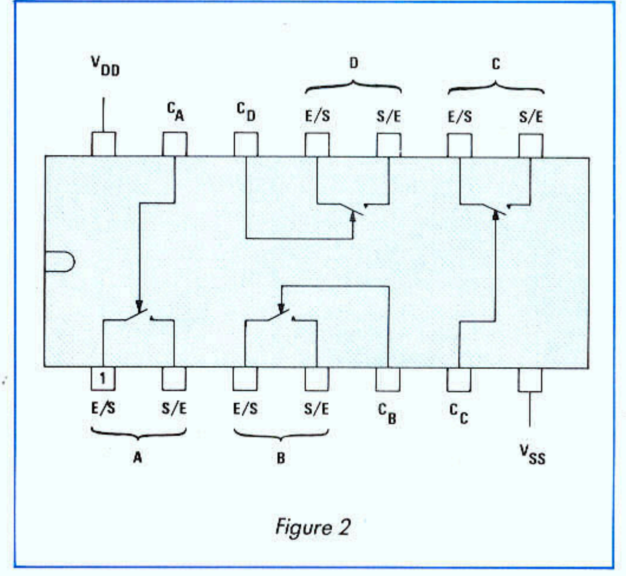


Figure 2

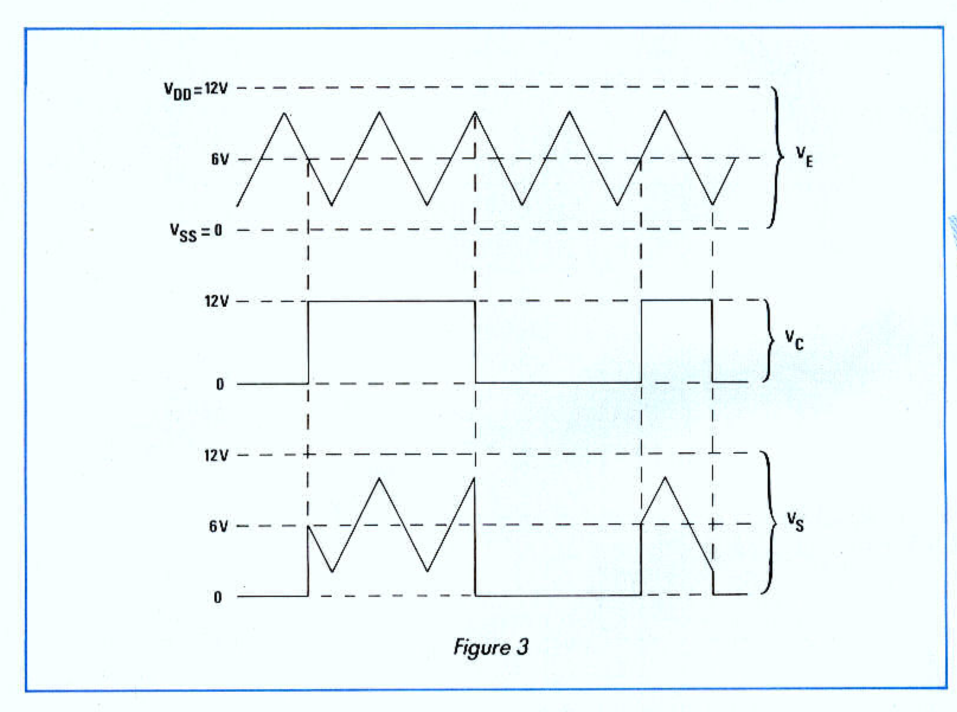


Figure 3

CD 4016 ou CD 4066) entre les potentiels V_{SS} et V_{DD}. Ces notations désignent traditionnellement le zéro de l'alimentation, potentiel de référence pour toutes les autres tensions mises en œuvre, et son pôle plus ; la tension d'alimentation V_{DD} peut prendre toutes les valeurs entre 3 et 15 V (limites à ne jamais dépasser : – 0,5 et + 18 V).

L'interrupteur équivalent, lorsqu'il est fermé, peut recevoir, sur son entrée E, des tensions analogiques évoluant de V_{SS} – 0,5 V, à V_{DD} + 0,5 V. L'exploitation de l'excursion maximale, pour des signaux alternatifs par exemple, implique donc qu'on centre ces derniers sur le potentiel moyen $V_{DD}/2$ (en prenant V_{SS} pour référence). Ainsi, pour une alimentation sous 12 V, la figure 3 établit la correspondance entre le signal analogique V_E d'entrée, les tensions logiques V_C appliquées sur la broche de commande et le signal de sortie V_S. La sortie, dans cette hypothèse, est chargée par une résistance R_L grande par rapport à la résistance R_{ON} de la porte à l'état passant (il n'y a donc pas d'atténuation appréciable entre V_E et V_S) et reliée à V_{SS}.

Il est certainement préférable, pour beaucoup d'applications, de retrouver en sortie, lorsque l'interrupteur est ouvert (commande V_C au niveau bas), la tension moyenne du signal d'entrée, 6 V dans notre exemple. On y parvient en reliant la charge R_L à ce potentiel ou, ce qui revient au même, en choisissant celui-ci comme référence des tensions, ce qui ne fait que translater l'origine : V_{SS} et V_{DD} sont alors symétriques par rapport à la masse, comme le montre la figure 4. Les niveaux du signal de commande V_C, eux aussi, évoluent autour de cette masse.

CARACTÉRISTIQUES, EN CONTINU, DES PORTES CD 4016 ET CD 4066

Les portes analogiques CD 4016 et CD 4066 ne constituent, en fait, que deux variantes d'un même circuit ; elles ne diffèrent que par quelques détails, qui apparaissent dans les tableaux ci-dessous. Ces derniers sont suivis de commentaires qui en précisent le contenu, si nécessaire.

Le tableau I se rapporte aux caractéristiques d'entrée et de sortie, données pour des tensions d'alimentation V_{DD}-V_{SS} de 10 V et de 15 V. On y constate la supériorité du CD 4066 pour la résistance typique à l'état passant, encore que les dispersions possibles (valeurs maximales indiquées)

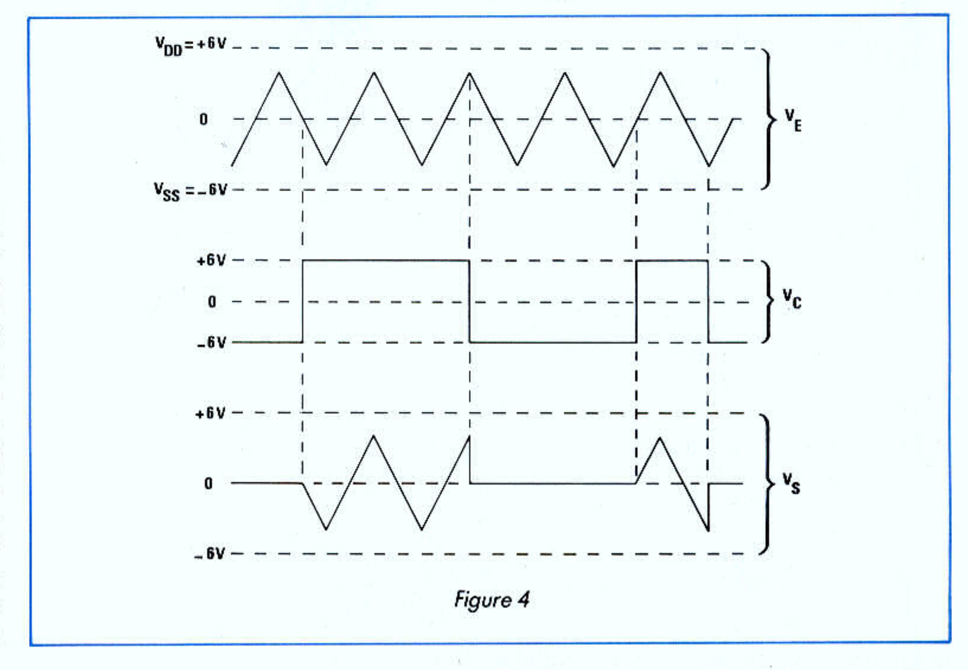


Figure 4

Paramètre	CD 4016	CD 4066
R_{ON} ($V_C = V_{DD}$) $V_{DD} - V_{SS} = 10$ V $V_{DD} - V_{SS} = 15$ V	 275 Ω (660 max.) 200 Ω (400 max.)	 120 Ω (500 max.) 80 Ω (280 max.)
ΔR_{ON} $V_{DD} - V_{SS} = 10$ V $V_{DD} - V_{SS} = 15$ V	 15 Ω 10 Ω	 10 Ω 5 Ω
I_{ES} (courant de fuite)	± 0,1 nA (50 nA max.)	± 0,1 nA (50 nA max.)

Tabl. I.

Paramètre	CD 4016 et CD 4066
V_{ILC}	0,7 V max.
V_{IHC} $V_{DD} = 10$ V $V_{DD} = 15$ V	 7 V min. 11 V min.
I_C	± 10 pA

Tabl. II.

vement, lorsque la charge R_L est reliée à V_{SS}. Si R_L est reliée à V_{DD}, les retards prennent les notations t_{PZL} et t_{PLZ}. Tous ces paramètres, qui dépendent peu de V_{DD}, figurent au tableau III, pour $C_L = 50$ pF.
Ce même tableau donne la bande passante typique pour le signal (à − 3 dB), la fréquence maximale des créneaux de commande et la distorsion ajoutée à un signal sinusoïdal, à 1 kHz.

Paramètre	CD 4016	CD4066
t_{PHL}, t_{PLH} $V_{DD} - V_{SS} = 10$ V $V_{DD} - V_{SS} = 15$ V	 27 ns (50 max.) 20 ns (40 max.)	 15 ns (35 max.) 10 ns (25 max.)
t_{PZH}, t_{PZL}	< 35 ns	< 50 ns
t_{PHZ}, t_{PLZ}	< 22 ns	< 50 ns
Bande passante	40 MHz	40 MHz
F_{max} de commande	9 MHz	8,5 MHz
Distorsion	0,4 %	0,4 %

Tabl. III.

Interrupteurs fermés	Gain
B C D	1
A C D	2
C D	1 + 2 = 3
A D	2 + 2 = 4
A B C	5
B C	1 + 5 = 6
A B	2 + 5 = 7
C	1 + 2 + 5 = 8
A	2 + 2 + 5 = 9
aucun	1 + 2 + 2 + 5 = 10

Tabl. V.

Paramètre	CD 4016	CD 4066
C_e	4 pF	8 pF
C_s	4 pF	8 pF
C_{es}	0,2 pF	0,5 pF
C_c	5 pF	5 pF

Tabl. IV.

atténuent sensiblement cet avantage. En fait, dans la majorité des applications, il importe surtout que l'écart de résistance à l'état passant, entre les quatre portes d'un même boîtier, reste faible : c'est le cas, puisqu'il n'excède jamais 15 Ω (ΔR_{ON}) dans les conditions indiquées.
Le tableau II rassemble, toujours en régime permanent, les caractéristiques de commande, en prenant $V_{SS} = 0$ pour référence. Il donne les valeurs maximale du niveau bas V_{ILC} et minimale du niveau haut V_{IHC}. Les très faibles intensités du courant de commande I_C font ressortir un des avantages de la technologie C.MOS.

CARACTERISTIQUES DES PORTES EN ALTERNATIF

Rassemblées toutes dans le tableau III, elles se rapportent, d'abord, aux relations entre le signal d'entrée V_E et le signal de sortie V_S. Si V_E est un échelon unité, il n'est transmis vers la sortie qu'avec un retard dû au délai de propagation, t_{PHL} pour une transition descendante et t_{PLH} pour une transition montante. On le donne, dans le tableau, pour une résistance de charge R_L de 200 kΩ, shuntée par une capacité de charge C_L de 50 pF.
Supposons, maintenant, appliquée sur l'entrée une tension continue, positive par rapport à V_{SS}. Elle est isolée de la sortie ($V_S = 0$) pour un niveau de contrôle $V_C = 0$, et transmise pour $V_C = V_{DD}$. Les passages de la première à la deuxième situation, ou inversement, s'opèrent avec des retards t_{PZH} et t_{PHZ}, respectivement, lorsque la charge R_L est reliée à V_{SS}.

On trouvera enfin, au tableau IV, les valeurs typiques des diverses capacités parasites : C_e à l'entrée analogique, C_s à la sortie, C_{es} en parallèle sur la porte (transfert), et C_c pour l'entrée de commande.

QUELLE PORTE CHOISIR ?

On entend souvent affirmer, et de façon très péremptoire, que la CD 4066 est une version améliorée de la CD 4016, et nombre de techniciens la préfèrent systématiquement. C'est là une affirmation rapide et irréfléchie. S'il en était ainsi d'ailleurs, on se demande pourquoi le constructeur conserverait les deux références au catalogue.

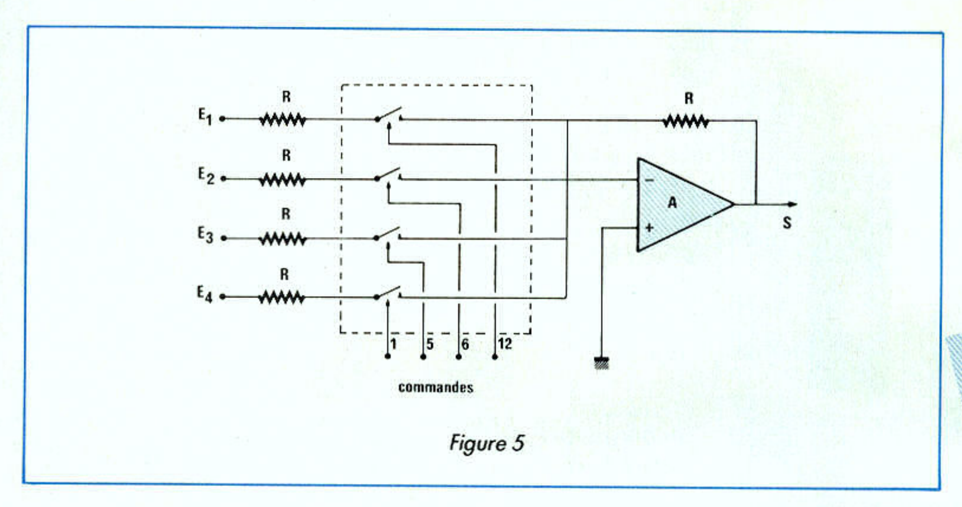


Figure 5

Au vu de nos tableaux, il apparaît que l'unique supériorité de la CD 4066 réside dans des R_{ON} et ΔR_{ON} plus faibles. On la choisira donc lorsque se posent d'insolubles problèmes de résistance de charge (c'est rare), et à des fréquences modérées. Aux fréquences élevées, la CD 4016 commute plus vite et offre des capacités parasites au moins deux fois plus faibles. L'auteur, qui achève la mise au point d'un commutateur électronique rapide à quatre voies pour oscilloscope, y a eu recours avec succès.

LES PORTES ANALOGIQUES REMPLACENT DES COMMUTATEURS

Mieux que des discours, un exemple pratique nous aidera à cerner le problème, et... son aspect financier. On a besoin, pour commuter des tensions (ou des résistances), dans un générateur de fonctions par exemple, dont on sélectionne ainsi les gammes, d'un commutateur à quatre circuits et 12 positions. Deux solutions sont envisageables.

La solution classique

Elle fait appel à un commutateur rotatif, à quatre galettes de douze positions chacune. Le catalogue d'un grand distributeur, assurant notamment la vente par correspondance, nous propose le modèle SZY de ITT Jeanrenaud, pour lequel il faut un encliquetage avec visserie (48 F) et quatre galettes à 30 F pièce, soit 168 F.

La solution électronique

Si la résistance R_{ON} peut être négligée, ce qui est souvent le cas, on sélectionnera, pour agir sur des portes analogiques, douze directions d'un niveau haut de tension, à l'aide d'un vulgaire commutateur Lorlin (13 F, chez le même fournisseur). Chaque galette sera remplacée par trois circuits CD 4066 (donc douze contacts interrupteurs), ce qui conduit à un total de douze circuits intégrés à 3,50 F. La dépense totale n'atteint plus que 55 F. Si l'opération se répète, on en mesure l'impact...

MULTIPLEXAGE OU DEMULTIPLEXAGE

On appelle multiplexage l'opération qui consiste à délivrer, en un même point, mais à des instants différents et successifs, des signaux en provenance de sources distinctes. Le problème se pose, par exemple, pour la commutation de sources sonores.

La figure 5 fournit un exemple de multiplexeur à quatre en-

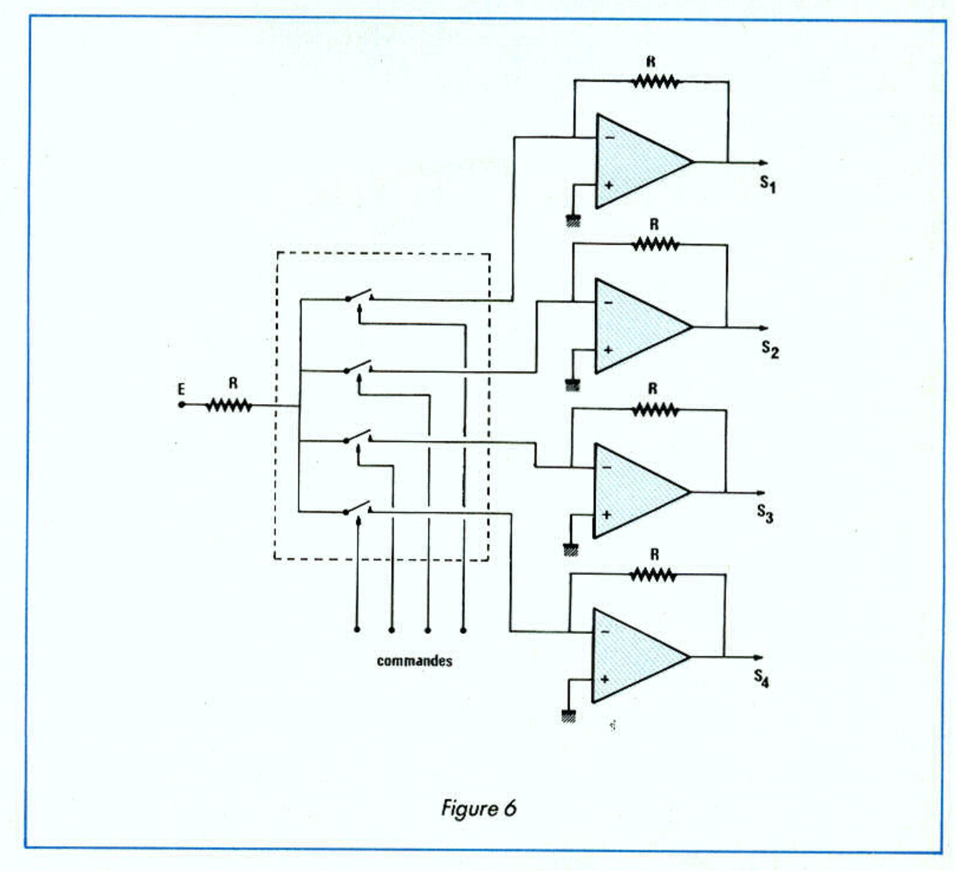


Figure 6

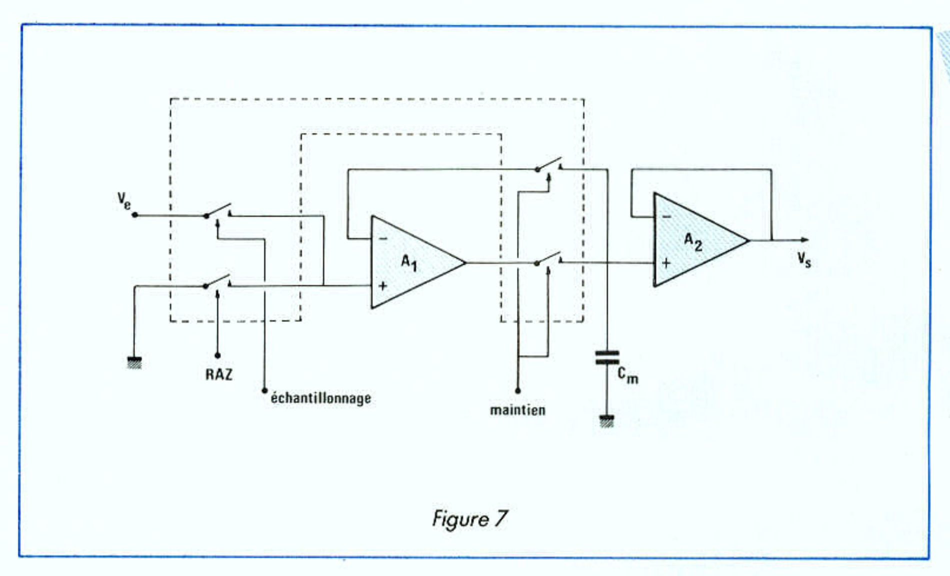


Figure 7

trées, activées tour à tour par des niveaux hauts sur les bornes de commande 1, 5, 6 et 12. Les résistances R sont choisies grandes vis-à-vis des R_{ON} des portes, et un amplificateur opérationnel A, à gain unitaire dans notre exemple (même résistance de contre-réaction R), permet de disposer des signaux à faible impédance, sur sa sortie. On peut sélectionner manuellement les tensions de commande, mais aussi, naturellement, les prélever sur un séquenceur automatique.

Opération inverse du multiplexage, le démultiplexage (fig. 6) distribue un signal unique sur différentes sorties. Entre autres nombreuses applications, ce montage sert, dans les discothèques, à la création d'effets sonores (sources « tournantes », par distribution séquentielle du son sur plusieurs haut-parleurs).

ECHANTILLONNAGE ET MAINTIEN

La vogue de l'échantillonnage est trop répandue pour que nous ayons à analyser théoriquement cette technique de traitement du signal, et à en développer les domaines d'applications. En figure 7, nous proposons un circuit qui permet trois opérations complémentaires : l'échantillonnage d'un signal d'entrée V_e, sa mise en mémoire (maintien) et la remise à zéro (RAZ) du système.

Pour chaque prise d'échantillon, il faut, simultanément, fermer l'interrupteur A et l'interrupteur C, et ouvrir l'interrupteur B. Appliquée sur l'entrée non inverseuse de l'amplificateur suiveur A_1, donc sur une forte impédance, la tension instantanée V_e, à la date de l'échantillonnage, se retrouve à basse impédance sur sa sortie, et charge rapidement le condensateur de mise en mémoire C_m. En fin d'échantillonnage, les interrupteurs A et C s'ouvrent. Voyant une forte impédance à ses bornes, puisqu'il se trouve isolé de A_1 et ne débite que dans le suiveur non inverseur A_2, C_m ne se décharge que très lentement : la tension instantanée V_e se conserve à ses bornes (maintien). Juste avant la prise de l'échantillon suivant, on ferme un instant les interrupteurs B et C, pour la remise à zéro (décharge de C_m).

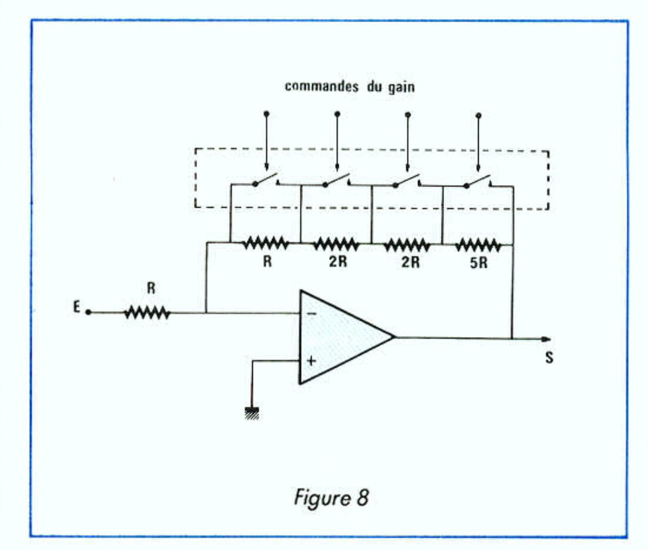


Figure 8

AMPLIFICATEURS A GAIN PROGRAMMABLE

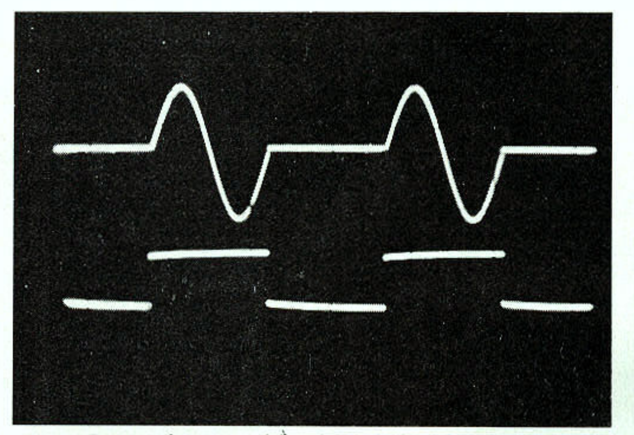
Une commande numérique du gain d'un amplificateur peut être obtenue par le circuit de la figure 8, que l'auteur préfère aux techniques de commutation des résistances d'entrée. En effet, l'impédance vue par la source V_e reste, ici, constante.

Avec les quatre portes d'un seul circuit intégré, on peut programmer dix valeurs distinctes du gain, régulièrement échelonnées de 1 à 10, selon la méthode utilisée pour les pesées avec des boîtes de masses marquées (masses de 1 g, 2 g, 2 g et 5 g). En fonction de la situation des interrupteurs, le tableau V précise les gains obtenus, et d'ailleurs très faciles à calculer.

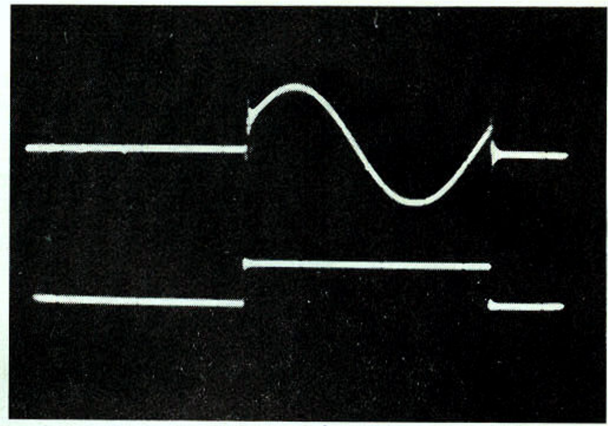
GENERATEURS DE SALVES

Générer des salves de signaux ne revient à rien d'autre qu'à mettre en œuvre les techniques de découpage illustrées par les figures 3 et 4. On y ajoute, pourtant, quelques contraintes. Ainsi, les fermetures et les ouvertures des interrupteurs interviennent généralement au passage par zéro du signal alternatif (référence des potentiels choisie comme à la figure 4). Par ailleurs, on souhaite souvent transmettre, ou interrompre, un nombre entier de périodes ou de demi-périodes. Ces deux conditions imposent d'établir une relation entre le signal à traiter et les tensions de découpage affectées à la commande des portes analogiques.

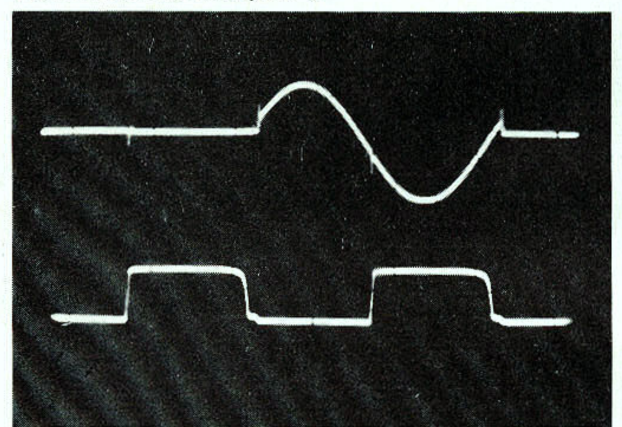
La figure 9 propose un premier exemple de réalisation. Le signal d'entrée (des sinusoïdes dans tous nos oscillogrammes) suit deux directions : d'une part, il se présente à l'entrée d'une porte logique d'un circuit CD 4016 ou CD 4066, de l'au-



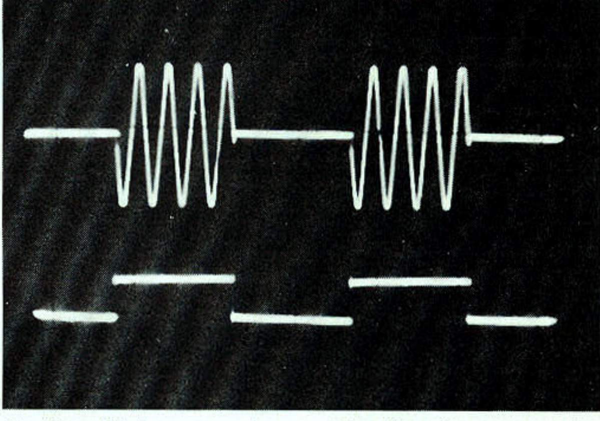
A – Prélevés à la sortie d'une bascule bistable, les créneaux, dont la fréquence vaut la moitié de celle des sinusoïdes d'entrée, commandent les ouvertures (niveau haut) et les fermetures (niveau bas) de « l'interrupteur ».



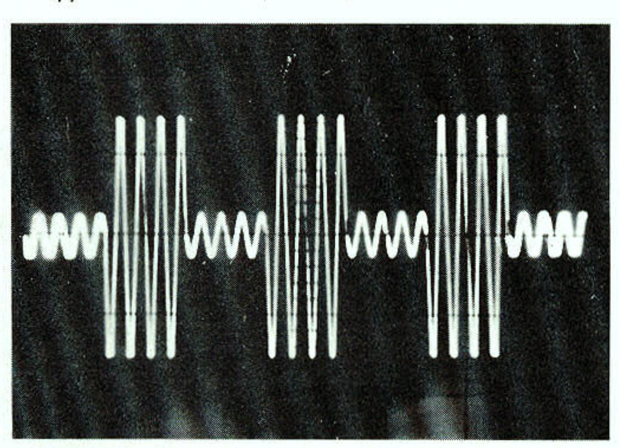
B – Des retards à la commutation entraînent un retard similaire dans la manœuvre des portes : la sinusoïde d'entrée n'est plus découpée lors de ses passages par zéro, mais à des instants ultérieurs.



C – Pris directement en sortie du comparateur, le signal du bas fait apparaître le slew-rate, source des retards.



D – Des divisions successives par 2, effectuées en cascade à l'aide de trois bascules, permettent d'obtenir les salves de la trace supérieure.



E – L'emploi de deux portes à ouvertures et fermetures alternées, en association avec un diviseur de tension, conduit à des salves composites, souvent utilisées pour l'essai des amplificateurs audiofréquences.

tre, il attaque l'entrée non inverseuse (grande impédance) d'un amplificateur opérationnel rapide employé en comparateur. Celui-ci bascule aux passages par zéro du signal, et délivre, sur sa sortie, des créneaux (imparfaits) évoluant entre – 5 V et + 5 V environ. Un transistor T (on aurait pu choisir des inverseurs logiques) remet en forme les créneaux, avant de les envoyer à l'entrée de l'une des bascules D d'un circuit CD 4013. Sur la sortie Q (ou $\overline{Q}$) de celui-ci, on dispose de créneaux à la fréquence F/2, si F est celle du signal : ils servent à commander la porte analogique.

L'oscillogramme A montre les salves recueillies, en même temps que les créneaux de sortie de la bascule. Des problèmes peuvent surgir lorsque le slew-rate de l'amplificateur opérationnel n'est plus négligeable devant la période du signal, donc aux fréquences élevées. Le montage souffre alors d'un retard à la commutation, qui ne s'effectue plus aux passages par zéro, ainsi que le montre l'oscillogramme B. L'origine de ce défaut apparaît clairement sur l'oscillogramme C, dont la trace inférieure représente les créneaux directement prélevés à la sortie de l'amplificateur opérationnel.

Toute autre périodicité de

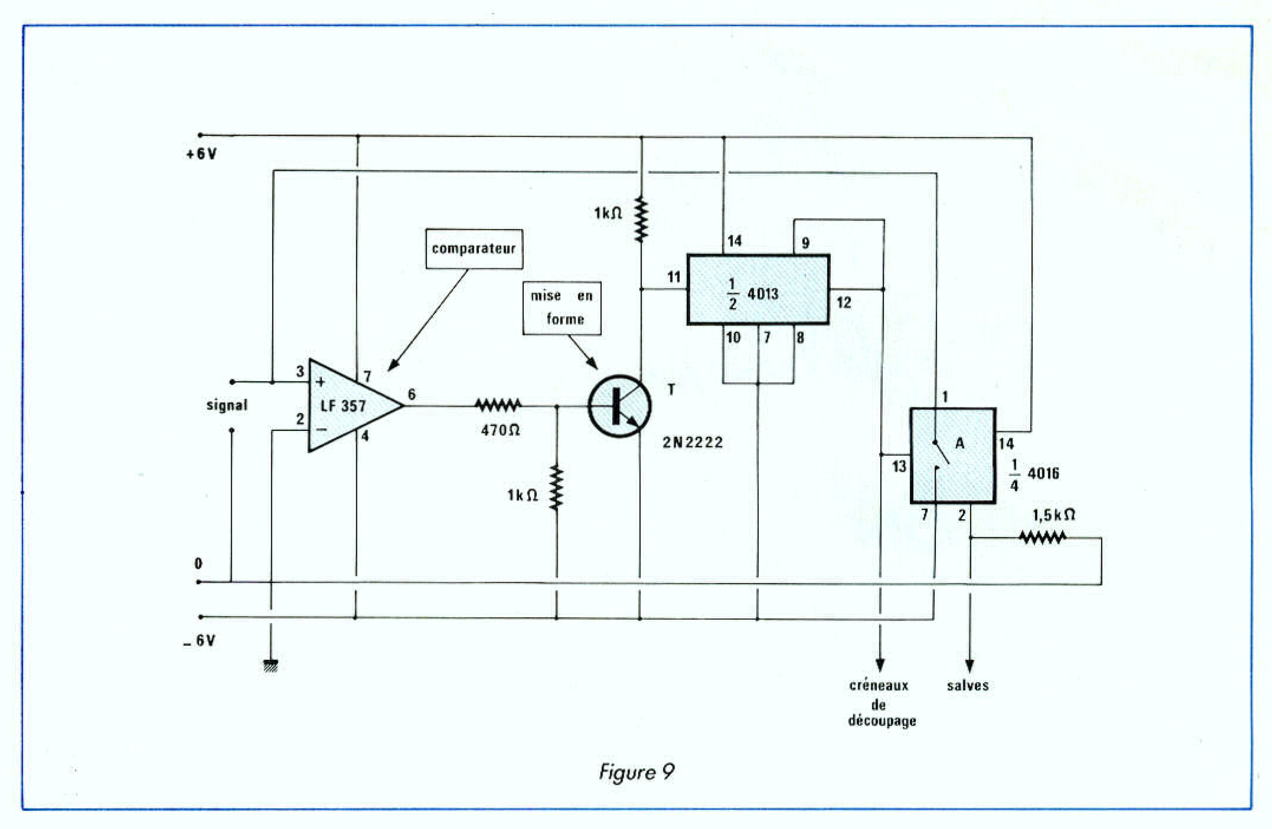


Figure 9

commutation, et même des durées inégales entre le nombre de périodes transmises et le nombre de périodes arrêtées, peut être obtenue en jouant sur la logique de commutation. Ainsi, avec trois bascules D connectées en cascade (division par $2^3 = 8$) on a obtenu les salves de quatre périodes de l'oscillogramme D.

Pour les essais d'amplificateurs audio, on utilise souvent des trains d'ondes constitués de salves à haut niveau, intercalées avec d'autres salves à bas niveau (étude des phénomènes de « récupération »).

Une petite modification des circuits de la figure 9, indiquée en figure 10, permet de construire ces salves composites. La dernière bascule D (notre exemple en comporte trois) attaque l'entrée de commande d'une porte analogique A par sa sortie Q, et l'entrée d'une autre porte B par sa sortie complémentaire $\overline{Q}$. Le signal analogique parvient directement sur la première porte, alors qu'il est transmis, sur la deuxième, à travers un diviseur résistif R_1 R_2. L'oscillogramme E montre le résultat du multiplexage opéré.

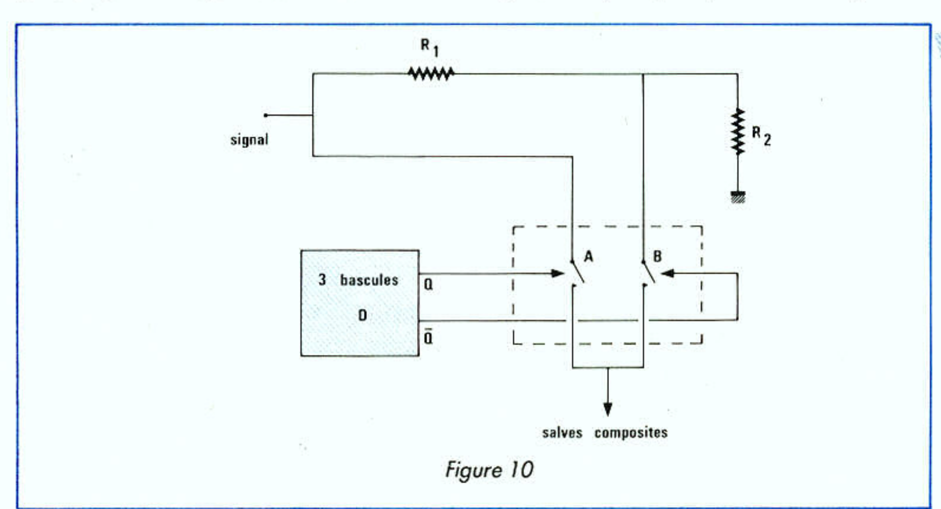


Figure 10

CONCLUSION

Les portes analogiques offrent une grande souplesse d'emploi, et les multiples possibilités de combinaisons entre les signaux traités, d'une part, et les tensions de commande, de l'autre, permettent de multiplier les applications presque à l'infini. Nous laissons l'imagination de nos lecteurs poursuivre l'exploration amorcée.

RENE RATEAU

TELEVISION 625 LIGNES A DEFINITION MAXIMALE PAR MULTIPLEX TEMPOREL D2-MAC/PAQUET

Les systèmes de transmission des images en couleurs exploités actuellement, NTSC, PAL ou SECAM, nécessitent la présence d'une onde porteuse modulée par le signal de luminance Y et simultanément la présence d'une sous-porteuse modulée par les signaux de chrominance R-Y et B-Y.
La présence de cette dernière apporte une atténuation sensible aux fréquences élevées du signal de luminance transmettant tous les détails fins de l'image, aucune information relative à ces fréquences n'étant fournie par la sous-porteuse de chrominance dont la transmission s'effectue à l'aide de ces fréquences.
Ces systèmes sont parvenus à leurs limites et ne peuvent apporter aucune amélioration en ce qui concerne la définition de l'image, étant donné la présence de la sous-porteuse de chrominance.
C'est en séparant la luminance de la chrominance et en transmettant ces signaux avec une compression temporelle que l'on a pu améliorer la définition tout en supprimant les défauts de diaphotie chromatique et les interférences entre l'image et le son.
Ce système est donc un multiplex temporel et porte le nom de D2-MAC/Paquets.

DU MULTIPLEX FREQUENTIEL AU MULTIPLEX TEMPOREL

Les systèmes actuels SECAM et PAL fonctionnent avec des lignes de 64 µs. Le signal de luminance est transmis pendant 52 µs et le signal de chrominance est superposé pendant ce temps à l'aide d'une sous-porteuse. La synchronisation des lignes a lieu pendant les 12 µs de retour de ligne. Ces systèmes sont du type multiplex fréquentiel luminance-chrominance.
En figure 1, nous montrons une ligne de 64 µs du système PAL pendant laquelle a lieu la prise de vue d'une scène composée d'un fond noir devant lequel on a posé une bande verticale de couleur vert-bleu appelée cyan et qui occupe une largeur correspondant à une fraction de la ligne de 7,5 µs.
Cette bande de couleur cyan va produire en sortie de la caméra trois signaux dont chacun correspond à une couleur provenant de l'un des trois tubes ou sensors de prise de vues. Ces couleurs sont le vert, le rouge et le bleu, d'où les signaux V, R et B. En additionnant 0,59 V + 0,30 R + 0,11 B, on obtient le signal de luminance Y. Celui-ci va moduler en amplitude l'onde porteuse. En codant :

$$\frac{R-Y}{1,14}$$

on obtient le signal de chrominance « rouge » et en codant :

$$\frac{B-Y}{2,03}$$

on obtient le signal de chrominance « bleu ». Ces deux signaux sont destinés à la modulation de la sous-porteuse PAL ou SECAM.

SUPPRESSION DES SOUS-PORTEUSES DE CHROMINANCE

Dans les systèmes NTSC, SECAM et PAL, les signaux de luminance et de chrominance sont multiplexés ; la chrominance est superposée, grâce à une sous-porteuse. Ces systèmes sont du type multiplex fréquentiel comme le montre le diagramme de la figure 1, où S représente le signal de synchronisation ligne, B la salve (burst) de synchronisation des vecteurs de chrominance PAL, L le signal de luminance pendant la durée de 7,5 µs d'une barre vert-bleu (cyan) et C son signal de chrominance concernant le vecteur rouge :

$$\frac{R-Y}{1,14}$$

La figure 2 montre la même barre cyan pendant 7,5 µs de la transmission du vecteur bleu :

$$\frac{B-Y}{2,03}$$

Ces deux vecteurs sont transmis simultanément dans le système PAL, et l'un après l'autre dans le système séquentiel de ligne du SECAM. La barre cyan est suivie d'un noir jusqu'à la fin de chaque ligne, donc pendant 52 − 7,5 = 44,5 µs. La sous-porteuse 4,406 MHz du SECAM est modulée en fréquence par :

$$\frac{R-Y}{1,14}$$

et la sous-porteuse 4,250 MHz est modulée en fréquence par :

$$\frac{B-Y}{2,03}$$

Une ligne transmet le signal :

$$\frac{R-Y}{1,14}$$

et la ligne suivante le signal :

$$\frac{B-Y}{2,03}$$

Ce système séquentiel des sous-porteuses occupe une bande de fréquence allant de 4 MHz à 4,7 MHz, c'est-à-

Y
PAL 4,43MHz Sous-porteuse
SECAM 4,406 " "
" 4,250 " "
1 2 3 4 4,7

Fig. 1 : R − Y = − 0,7 (PAL/SECAM).

dire une bande concernant tous les détails fins de l'image comme le montre le spectre de fréquence de la figure 1.

La sous-porteuse PAL 4,43 MHz est composée de deux vecteurs qui sont :

$$\frac{B-Y}{2,03} \text{ et } \frac{R-Y}{1,14}$$

comme le montre la figure 2.
La présence simultanée de ces deux vecteurs se traduit par une modulation d'amplitude et de phase de la sous-porteuse d'où l'occupation d'un spectre de fréquence au détriment de celui du signal de luminance donc au détriment de tous les détails fins de l'image.
Les procédés de modulation SECAM ou PAL ou NTSC produisent par la présence de sous-porteuse un autre défaut qui est celui de la diaphotie chromatique luminance-chrominance. Sa suppression exige une nouvelle atténuation dans le décodage des fréquences élevées, d'où une seconde atténuation de la définition. En réalisant un multiplex temporel de la vidéo, séparant la luminance de la chrominance, les défauts du multiplex fréquentiel des systèmes SECAM, PAL et NTSC sont absents et la définition est améliorée.

L'emploi d'un multiplex temporel permet de transmettre le son en numérique avec des données de synchronisation pendant les 12 µs du retour de ligne. Après ces 12 µs, le signal de chrominance est transmis en analogique pendant 17,5 µs, suivi du signal de luminance pendant 34,5 µs; transmis également en analogique. Ces deux signaux ont subi une compression temporelle et un codage spécial suivant les normes D2-MAC/Paquets représentées en figures 3 et 4.

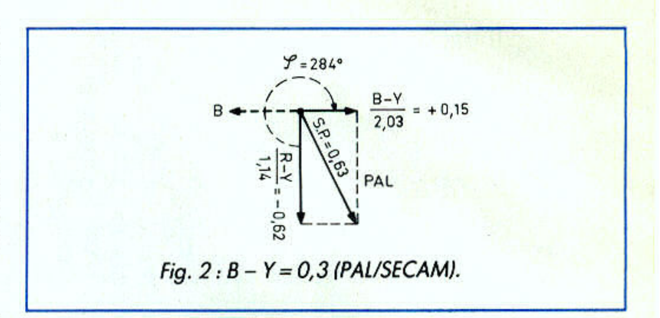


Fig. 2 : B – Y = 0,3 (PAL/SECAM).

COMPRESSION TEMPORELLE DES SIGNAUX DE CHROMINANCE

Etudions le comportement des signaux de chrominance :

$$\frac{R-Y}{1,14} \text{ et } \frac{B-Y}{2,03}$$

pendant leur compression temporelle et pendant plusieurs lignes qui se suivent.

Supposons que la figure 1 représente la première ligne. La présence de la barre de couleur cyan produit pendant 7,5 µs le signal de chrominance :

$$\frac{R-Y}{1,14} = -0,62$$

Après conversion analogique-numérique, nous pouvons faire entrer ce signal dans une mémoire à l'aide des impulsions d'une horloge à fréquence fH qui assure l'adres-

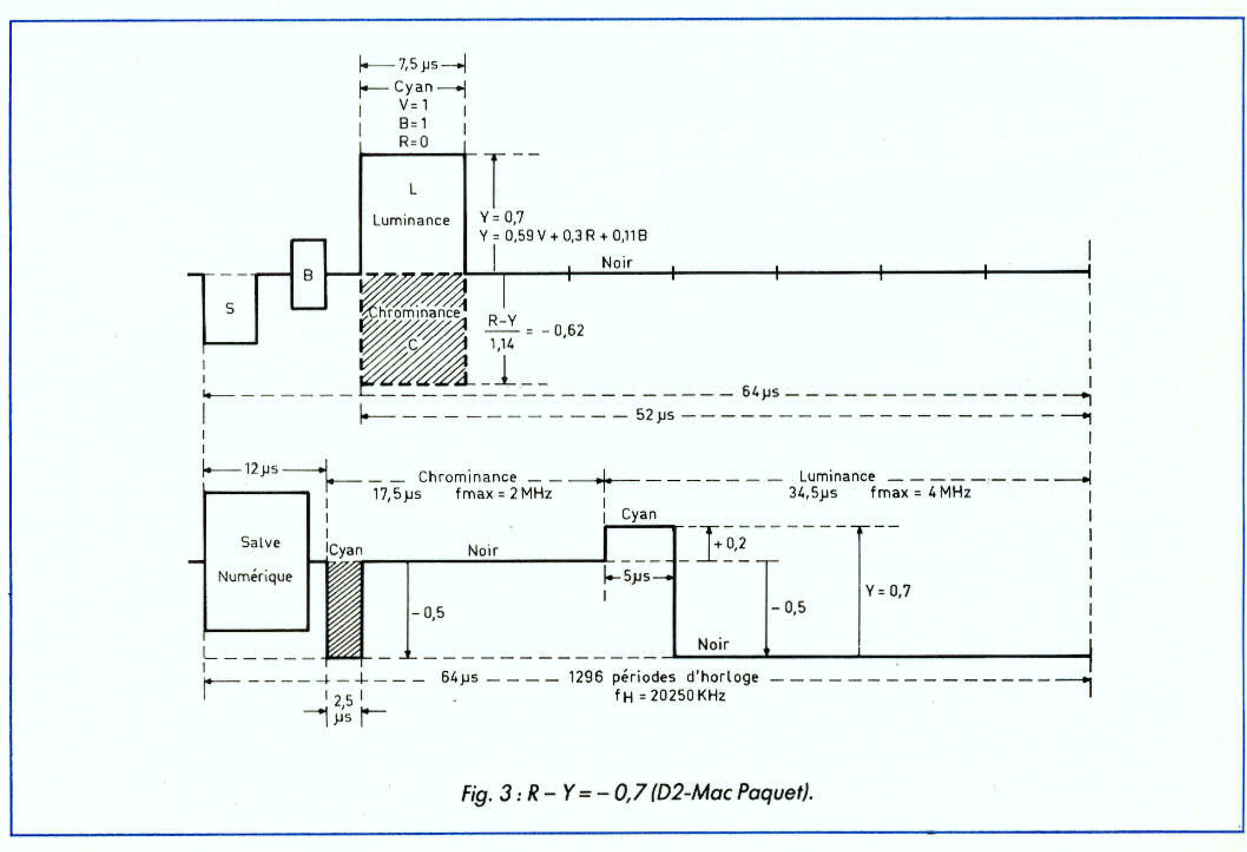


Fig. 3 : R – Y = – 0,7 (D2-Mac Paquet).

sage et l'écriture pendant les 7,5 µs.
Au début de la deuxième ligne et après le retour de ligne, nous pouvons procéder à la lecture de cette mémoire avec une fréquence 3 × fH. Après conversion numérique-analogique, le signal de chrominance :

$$\frac{R-Y}{1,14}$$

apparaît dans la deuxième ligne pendant une durée de :

$$\frac{7,5}{3} = 2,5\ \mu s$$

La figure 3 représente cette deuxième ligne avec le signal correspondant à la couleur cyan. Cette compression temporelle se manifeste également pendant la lecture du signal de chrominance concernant le noir avec :

$$\frac{R-Y}{1,14} = 0$$

de telle sorte que la durée de 52 µs de la première ligne active se trouve réduite à 17,5 µs dans la deuxième ligne.

Pendant cette deuxième ligne, une autre mémoire est destinée à l'écriture du signal :

$$\frac{B-Y}{2,03} = 0,15$$

représenté en figure 2 et mis en mémoire par l'horloge fH.
Avec une lecture 3 × fH, le signal apparaît dans la troisième ligne pendant 2,5 µs, comme le montre le diagramme de la figure 4. L'écriture exige une conversion analogique-numérique et la lecture, une conversion numérique-analogique. Le système séquentiel de la ligne du SECAM est conservé ; la deuxième ligne transmet le signal :

$$\frac{R-Y}{1,14}$$

et la troisième ligne, le signal :

$$\frac{B-Y}{2,03}$$

et ainsi de suite ; une ligne transmet le signal de chrominance rouge et la ligne suivante, le signal de chrominance bleu.

Pendant les scènes de prises de vues rapides, le système séquentiel de ligne produit de faibles distorsions chromatiques.

COMPRESSION TEMPORELLE DU SIGNAL DE LUMINANCE

Pendant la première ligne, le signal de luminance Y est écrit dans une autre mémoire avec une fréquence d'horloge fH. Dans l'exemple de la figure 1, l'écriture du signal Y correspondant au cyan a lieu pendant 7,5 µs et l'écriture du signal Y correspondant au noir (Y = 0) s'effectue pendant 52 – 7,5 = 44,5 µs. Pendant la deuxième ligne, on procède à la lecture de la mémoire avec une fréquence 1,5 × fH, mais cette lecture n'a lieu qu'après celle du signal de chrominance, c'est-à-dire avec un retard de 17,5 µs dans la deuxième ligne active.

Avec une fréquence de lecture 1,5 × fH, la durée du signal de luminance se trouve réduite dans un rapport de 1,5 et le signal Y de 7,5 µs provenant de la prise de vue de la plage de cyan pendant la première ligne fait son apparition pendant :

$$\frac{7,5}{1,5} = 5\ \mu s$$

dans la deuxième ligne après la transmission du signal de chrominance qui a duré 17,5 µs.
La figure 1 représente la prise de vue pendant la première ligne et l'écriture du signal Y avec fH et la figure 2, la transmission du signal Y après la lecture avec 1,5 fH et retard de 17,5 µs, pendant la deuxième ligne.
Pendant la deuxième ligne s'effectue de nouveau l'écriture du signal Y dans la mémoire avec l'horloge fH et la conversion analogique-numérique.
La lecture de cette mémoire avec 1,5 fH et conversion numérique-analogique a lieu
(suite page 62)

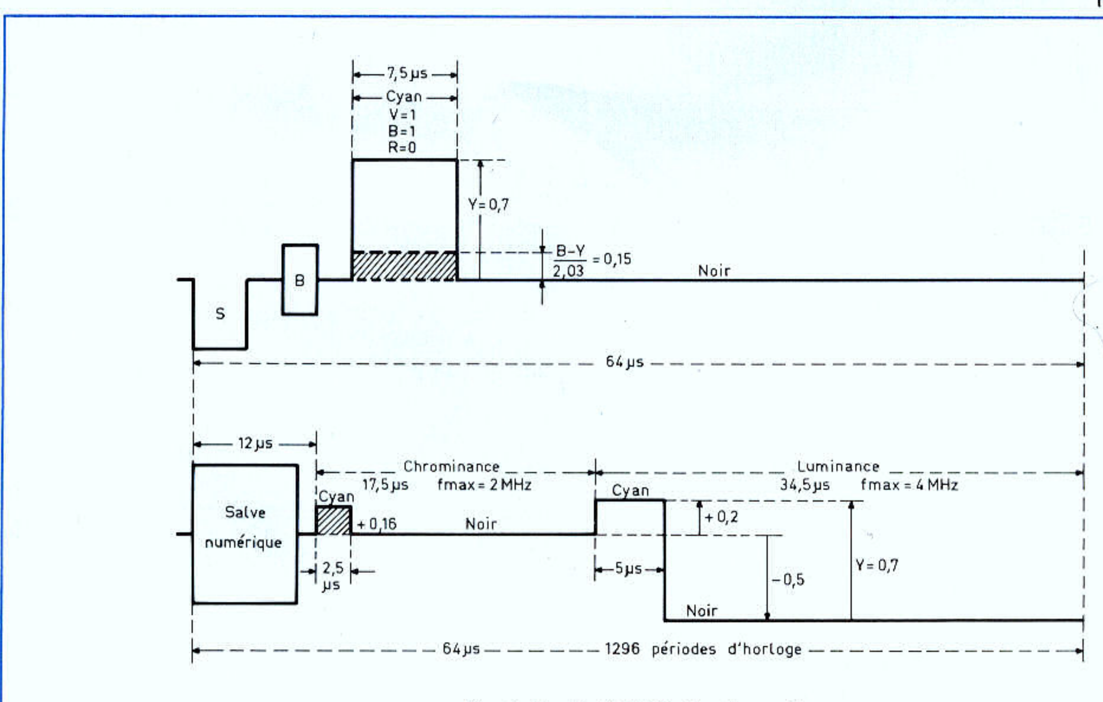
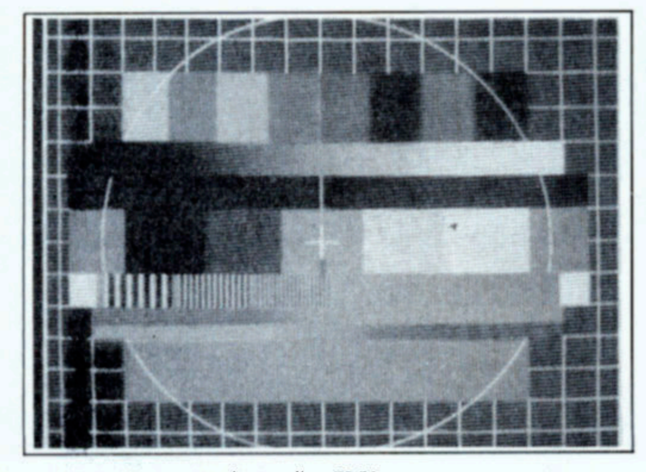
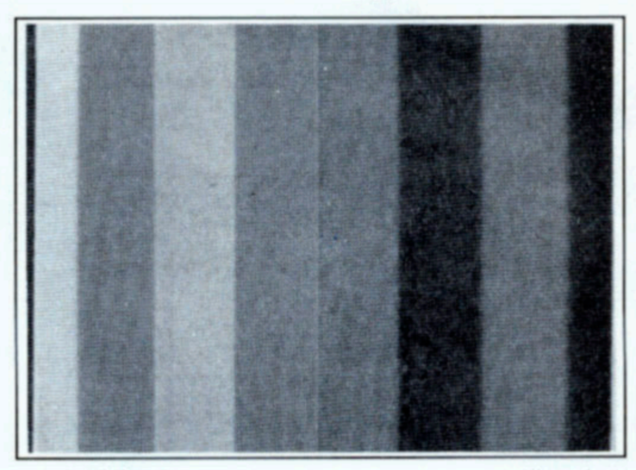


Fig. 4 : B – Y = 0,3 (D2-Mac Paquet).



La mire transmise par le satellite TDF1.



La mire de barre : on peut observer des transitions parfaites.

(Suite de la page 59)

pendant la troisième ligne après la transmission du signal de chrominance pendant 17,5 µs. La figure 4 représente cette troisième ligne avec une compression temporellle de 3 à 1 du signal de chrominance et de 1,5 à 1 du signal de luminance.

Le système de transmission du signal de luminance est le même d'une ligne à l'autre contrairement au système de transmission des signaux de chrominance qui est séquentiel. Avec 1 296 périodes d'horloge par ligne de 64 µs, la chrominance est transmise pendant :

$$\frac{1\,296}{64} \times 17{,}5 \times 625 \times 25$$

= 5 537 000 périodes par seconde

et la luminance pendant :

$$\frac{1\,296}{64} \times 34{,}5 \times 625 \times 25$$

= 10 916 000 périodes par seconde

$$fH = 1\,296 \times 625 \times 25 = 20\,250\,000 \text{ Hz}$$

LE DECODAGE

Le décodeur doit délivrer simultanément le signal de luminance et les signaux de chrominance.

Nous pouvons écrire le signal de luminance pendant 34,5 µs dans une mémoire avec la fréquence 1,5 × fH, et nous pouvons procéder ensuite à sa lecture avec une fréquence fH. La durée du signal de luminance qui était de 34,5 µs pendant sa transmission est passée à 52 µs après décodage.

Le signal de chrominance a été transmis avec une fréquence 3 × fH, d'où sa durée de 17,5 µs pendant chaque ligne. Pour obtenir son décodage, nous pouvons employer cette même fréquence pendant son écriture dans une autre mémoire. La lecture de celle-ci doit avoir lieu avec une fréquence fH et en même temps que celle de la mémoire de luminance. Ce décodage exige quatre mémoires : écriture du signal de chrominance suivie de l'écriture du signal de luminance à l'aide de deux mémoires. Lecture simultanée du signal de chrominance et du signal de luminance. Pendant ces lectures, il faut procéder aux écritures des signaux de chrominance et de luminance de la ligne précédente, d'où la commutation avec deux autres mémoires.

Les lignes à retard fourniront simultanément R – Y et B – Y pendant le signal Y. Le décodeur DMA 2270 ITT regroupe la fonction de plus de 150 000 transistors sur une puce de 7 × 7,5 mm.

AUGMENTATION DU NOMBRE DE POINTS D'IMAGE HORIZONTAUX

La définition dans le sens vertical est limitée par le nombre de lignes d'analyse. Le nombre de points séparables est égal à 0,7 fois le nombre de lignes utiles d'image (facteur de Kell), c'est-à-dire environ 400 points verticaux en 625 lignes. Ces 400 points correspondent dans un système homogène, sans sous-porteuse, à 530 points horizontaux, et ces 530 points horizontaux correspondent dans ce système à une fréquence du signal de luminance de 5 MHz.

La définition verticale est une notion en général mal comprise, du fait de la confusion habituellement créée par la terminologie employée pour caractériser la résolution d'un tube image, laquelle se détermine par le nombre de lignes et d'interlignes que l'on peut discerner sur toute la hauteur de son écran.

Il ne faut pas confondre cette notion avec la définition horizontale qui correspond au nombre de détails, c'est-à-dire au nombre de points horizontaux, qu'il est possible de séparer visuellement le long d'une ligne.

Dans le système D2-MAC/Paquets, les signaux de chrominance n'étant plus imbriqués dans les signaux de luminance, tout phénomène d'intermodulation se trouve supprimé, ce qui permet d'augmenter la fréquence du signal de luminance jusqu'à 4 MHz.

Avec un nombre de lignes utiles d''image de 400 et une fréquence du signal de luminance de 4 MHz, le nombre de points horizontaux est théoriquement 424, et le nombre de points verticaux environ 400, ce qui donne une définition de 424 × 400 ≃ 170 000 points par image.

Dans le cas du SECAM ou du PAL, la fréquence du signal de luminance en absence d'intermodulation ne dépasse pas 3 MHz. Cette fréquence limite le nombre de points horizontaux à environ 318 d'où une définition de 318 × 400 ≃ 127 000 points par image.

Dans un système idéal sans sous-porteuse et sans compression temporelle du signal de luminance, la définition correspondrait à 530 × 400 = 212 000 points par image.

Avec 1 225 lignes en haute définition, le système D2-MAC/Paquets peut produire 480 000 points par image.

R. ASCHEN

L'« ECONOMETRE »

Un indicateur de consommation

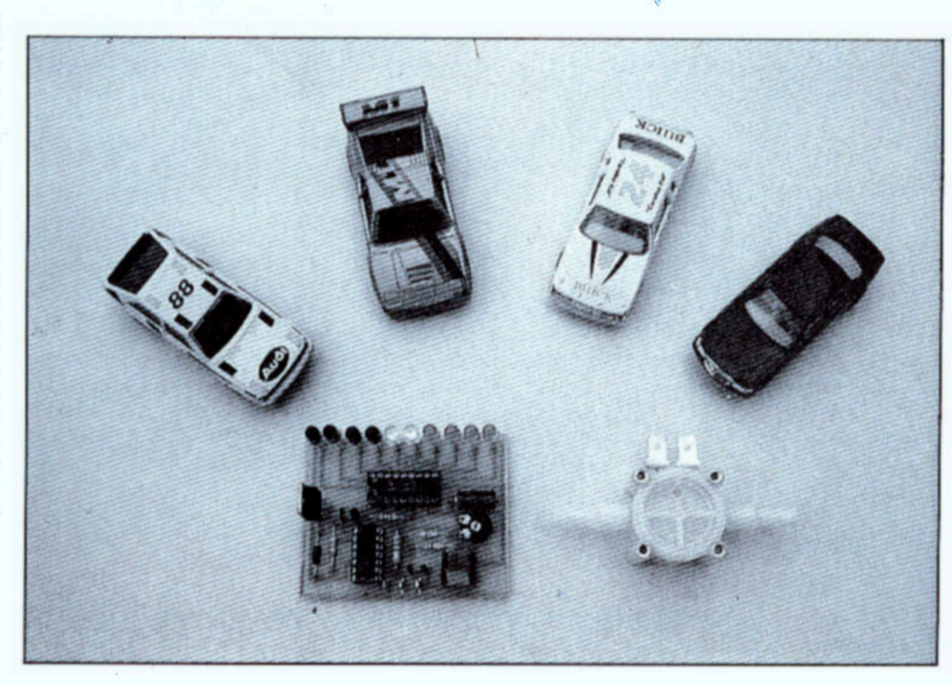
Bien que l'électronique soit de plus en plus présente en automobile, un certain nombre d'accessoires utiles font encore défaut sur nombre de véhicules de bas ou de milieu de gamme.
L'indicateur de consommation ou « économètre », pour reprendre le terme consacré, fait partie de ceux-ci.
En effet, on le trouve très souvent intégré aux ordinateurs de bord dont sont pourvus tous les véhicules de haut de gamme, mais il est rarement présent seul sur d'autres modèles.
La réalisation d'un tel accessoire ne pose pas de problème électronique, et nous aurions pu vous la proposer depuis longtemps si l'élément principal, à savoir le capteur de débit d'essence, n'avait pas été introuvable.
Ce n'est plus le cas aujourd'hui puisque, chez un grand distributeur parisien (rassurez-vous, lecteurs de province, il pratique la vente par correspondance), on trouve un capteur de débit à réluctance magnétique.

LE PROBLEME A RESOUDRE

Pour mesurer la consommation instantanée du véhicule, il suffit de pouvoir mesurer le débit d'essence ou de gaz-oil arrivant au carburateur ou sur les injecteurs. Pour cela, on place, en série dans la conduite d'arrivée d'essence en provenance du réservoir, le capteur de débit évoqué ci-avant. Ce dernier, sous son nom pompeux de capteur à réluctance magnétique, n'est autre qu'une petite turbine, entraînée par le flot de précieux liquide qui traverse le capteur. Cette turbine est solidaire d'un aimant qui tourne devant une bobine. Aux bornes de cette dernière, on dispose donc d'une tension alternative dont la fréquence est proportionnelle au débit de liquide traversant le capteur. Il suffit donc de pouvoir afficher cette fréquence sous une forme ou une autre pour avoir une indication de la consommation instantanée du véhicule.
Notre but n'étant pas de faire un appareil de laboratoire, que vous ne pourriez d'ailleurs pas étalonner, mais plutôt un indicateur relatif de consommation vous permettant d'adapter votre comportement au volant afin de minimiser cette dernière, nous avons retenu une solution simple consistant à convertir la fréquence délivrée par le capteur en tension. Cette tension pourrait être affichée sur un vulgaire galvanomètre, mais nous lui avons préféré une rangée de LED de couleurs différentes (vert, jaune, rouge) afin que ce soit plus parlant. Le synoptique fort simple de notre montage est donc visible figure 1.

LE SCHEMA

Il existe de nombreuses méthodes de conversion fré-



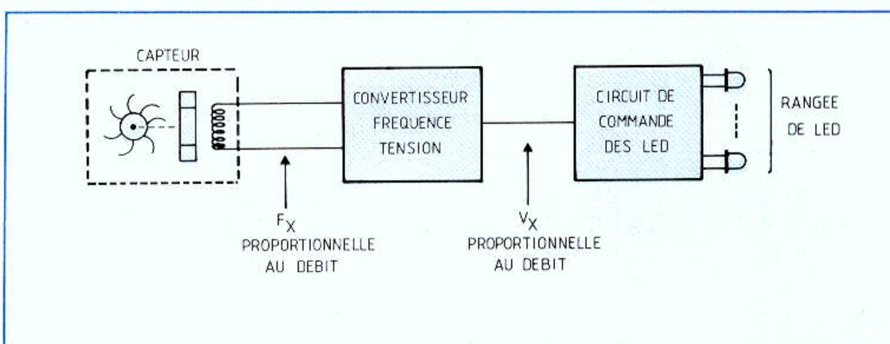


Fig. 1. – Synoptique de notre éconoMètre.

quence-tension utilisant soit des composants discrets, soit des circuits intégrés spécialisés. Nous avons opté pour une solution à circuit intégré en raison du faible coût et de la bonne disponibilité du modèle choisi : le LM 2917 de National Semiconducteur.

Ce circuit, dont le synoptique interne simplifié vous est présenté figure 2, est un convertisseur fréquence-tension acceptant directement en entrée la connexion à un capteur à réluctance magnétique. Parmi ses particularités intéressantes signalons :

– une très bonne linéarité (de l'ordre de 0,3 %) ;
– l'utilisation du doublage de fréquence pour minimiser les oscillations et dérives parasites en sortie ;
– la simplicité de mise en œuvre puisqu'il suffit de lui associer deux résistances et deux condensateurs pour avoir un produit fonctionnel.

Ce circuit délivre une tension liée à la fréquence d'entrée de façon linéaire, tension qu'il

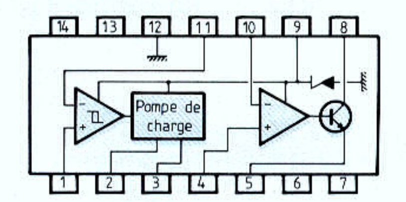


Fig. 2. – Synoptique interne simplifié du LM 2917.

ne nous reste plus qu'à afficher sur notre échelle de LED. Pour cela nous avons fait appel au désormais classique LM 3914, toujours de National Semiconducteur, qui est capable de commander l'allumage de 10 LED en fonction d'une tension d'entrée.

Le schéma complet de notre indicateur de consommation est donc celui qui est visible figure 3.

L'alimentation est prélevée directement sur la batterie du véhicule *via* un circuit de limitation des éventuelles surtensions constitué par R_1 et Z_1. Le circuit intégré IC_3 est alimenté directement sous 12 V tandis que IC_2 l'est en 5 V *via* un régulateur intégré trois pattes très classique IC_1.

IC_3 est monté comme préconisé par sa fiche technique. Les composants R_2, C_4 et C_5 fixent le coefficient de proportionalité entre la tension de sortie et la fréquence d'entrée. Ils ont été choisis ici compte tenu des caractéristiques du capteur et du circuit d'affichage qui fait suite.

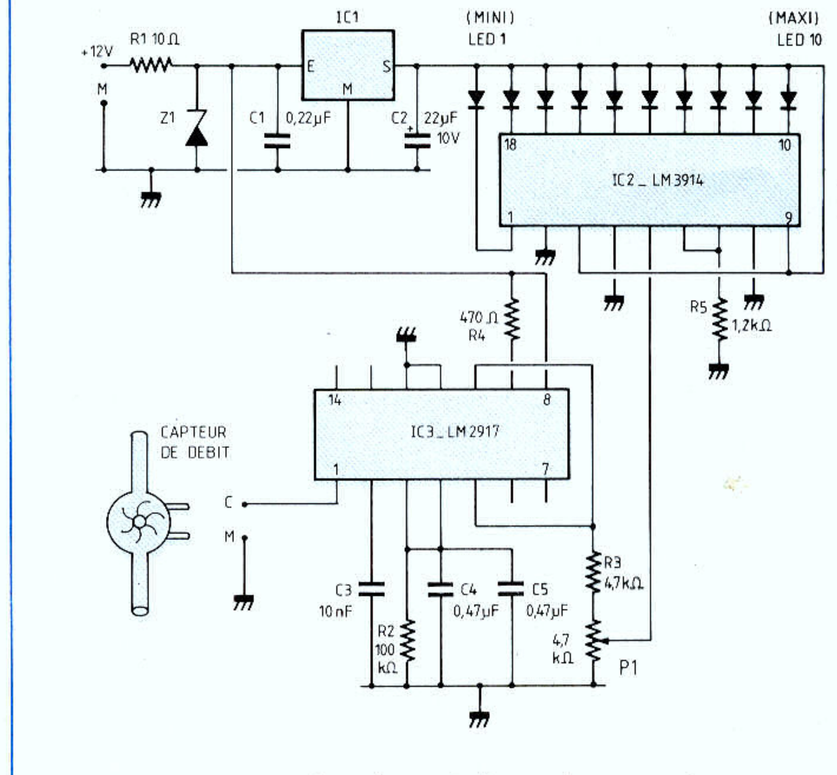
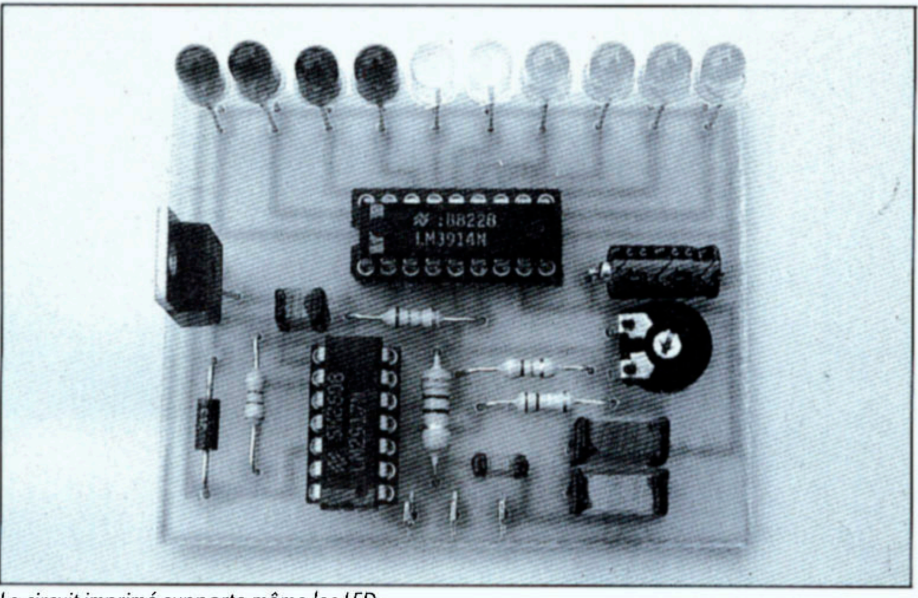


Fig. 3. – Schéma de notre indicateur de consommation.

La tension de sortie est disponible sur la patte 5 de IC_3 pour être appliquée au circuit d'affichage *via* un diviseur réglable R_3-P_1. Ce diviseur est rendu nécessaire par l'ignorance dans laquelle nous nous trouvons du rapport fréquence/débit au niveau du capteur d'une part, et du rapport débit/consommation (qui dépend du véhicule) d'autre part. Les valeurs retenues permettent en principe un ajustement qui devrait convenir à tous les véhicules. Si ce n'était pas le cas, il suffirait d'augmenter ou de diminuer R_3.
Aucun effort particulier n'étant demandé à l'afficheur, qui a surtout un rôle d'indication relative, le LM 3914 est monté dans la configuration la plus simple qui se puisse faire. Compte tenu des connexions établies, il fonctionne en mode bargraph, c'est-à-dire que les LED forment un ruban lumineux dont la longueur dépend de la tension d'entrée. Si vous préférez un mode point par point, dans lequel une seule LED est allumée à chaque instant, il suffit de laisser la patte 9 « en l'air ».
Les LED sont alimentées directement par le LM 3914 qui dispose en interne de générateurs de courant constant sur toutes ses sorties. Aucune résistance de limitation n'est donc utile. Pour ce qui est de la répartition des couleurs de ces dernières c'est affaire de choix personnel, et ce que nous avons retenu n'a rien d'impératif. Notez seulement que la LED « minimum » est LED_1 et que la LED « maximum » est LED_{10}, cela vous évitera de monter du rouge côté minimum...



Le circuit imprimé supporte même les LED.

REALISATION

Hormis le capteur que nous n'avons trouvé pour le moment que chez Magnétic France, 11, place de la Nation, 75011 Paris, les autres composants sont très classiques et ne posent aucun problème. Notez cependant que le LM 2917 n'est pas présent partout, certains revendeurs lui préférant le LM 2907 qui ne lui est pas compatible ici. Si vous achetez le capteur chez Magnétic France, prenez-y aussi le LM 2917 puisqu'il y en a en stock !
Un circuit imprimé au tracé fort simple reçoit tous les composants, LED comprises. L'espace entre ces dernières est prévu pour recevoir des modèles ronds de 5 mm. Si vous voulez faire plus joli en alignant des modèles rectangulaires par exemple, retouchez le dessin du CI à ce niveau en fonction des dimensions exactes de vos LED.
Le câblage ne présente pas de difficulté en suivant les indications de la figure 6. Les circuits intégrés pourront avantageusement être soudés, les vibrations d'une voiture et certains supports de circuits intégrés ne faisant pas bon ménage. Si vous tenez à tout prix à mettre des supports, choisissez des modèles à contacts tulipes dont la force de rétention est très forte.
Sauf si vous conduisez en permanence avec le pied au plancher et donc avec toutes les LED allumées, le régulateur n'a pas besoin de radiateur. Si vous voulez en monter un par sécurité, n'importe quel petit modèle du commerce ou n'importe quel rectangle d'alu de quelques centimètres carrés convient.
Le boîtier devant recevoir l'ensemble peut être de n'importe quel type. Ses critères de choix sont purement d'ordre esthétique et dépendent du tableau de bord de votre véhicule.

LISTE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC_1 : régulateur + 12 V 1 A, boîtier TO220 (7812)
IC_2 : LM 3914
IC_3 : LM2917
Z_1 : zener 18 V, 1,3 W par ex. BZX61C18V
LED_1 à LED_{10} : LED, taille et couleur au choix

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1 : 10 Ω 1/2 W
R_2 : 100 kΩ
R_3 : 4,7 kΩ
R_4 : 470 Ω
R_5 : 1,2 kΩ

Condensateurs

C_1 : 0,22 μF mylar
C_2 : 22 μF 10 V
C_3 : 10 nF céramique ou mylar
C_4, C_5 : 0,47 μF mylar

Divers

Capteur à réluctance magnétique (voir texte)
P1 : potentiomètre ajustable pour CI de 4,7 kΩ

ESSAIS ET INSTALLATION

Les premiers essais peuvent être conduits (c'est le cas de le dire !) sur table. Reliez au montage une alimentation stabilisée délivrant 12 V sous au moins une centaine de milliampères. Connectez le capteur au montage (le sens de branchement est sans importance). Mettez sous tension. Toutes les LED doivent être éteintes. Regardez le sens de la flèche gravée sur le boîtier du capteur et soufflez dans ce dernier en respectant ce sens. Plus vous soufflez fort, plus le nombre de LED allumées doit

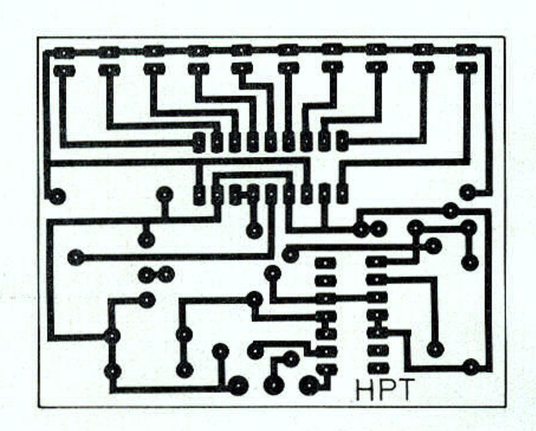
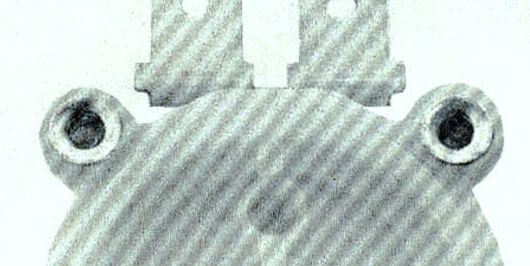


Fig. 5. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

Fig. 6. – Implantation des composants.

augmenter. Retouchez P_1 si nécessaire pour y parvenir.
Tout problème de fonctionnement peut être facilement diagnostiqué vu la simplicité du montage. Si une tension proportionnelle à votre souffle est disponible sur 5 de IC_3, c'est IC_2 qui est en cause ; si aucune tension n'est présente en sortie de IC_3, c'est lui-même qui est en cause. Si vous suspectez le capteur, déconnectez-le du montage, mettez un voltmètre alternatif à ses bornes et vérifiez qu'il délivre environ 0,2 V lorsque vous soufflez dedans modérément. Si tel est le cas, il fonctionne.
La mise en place dans le véhicule ne présente pas de difficulté majeure. Le boîtier renfermant le montage proprement dit est installé sur votre tableau de bord, où bon vous semble, de façon à être visible. L'alimentation est à prélever après la clef de contact puisqu'il est seulement nécessaire de faire fonctionner le montage lorsque le moteur tourne. La liaison au capteur, placé, lui, sous le capot moteur bien sûr, est à faire en fil souple isolé torsadé.
Ce capteur est à insérer en série sur la canalisation d'arrivée d'essence, soit au niveau du carburateur, soit au niveau de la pompe d'injection, selon le type de votre moteur. Cette canalisation est dans l'immense majorité des cas constituée, sur au moins un de ses tronçons, par du tuyau souple (les célèbres durits des mécaniciens) qu'il suffit de couper et d'enfoncer en force dans les tubulures du capteur. Au besoin, deux petits colliers à vis viendront sécuriser cet assemblage. Veillez à faire ce travail très proprement et assurez-vous par un examen minutieux qu'aucune fuite n'est perceptible ; il y va de votre sécurité car une fuite d'essence, aussi minime soit-elle, peut avoir des conséquences dramatiques.
Lorsque tout est fini, procédez à l'étalonnage de votre indicateur ou plus exactement à son adaptation à votre véhicule. Pour ce faire, essayez de vous placer en situation de consommation maximale et ajustez P_1 pour obtenir l'allumage de toutes les LED. Si ce n'est pas possible, diminuez R_3. Si P_1 est trop tourné côté masse pour permettre un réglage stable et précis, augmentez R_3.





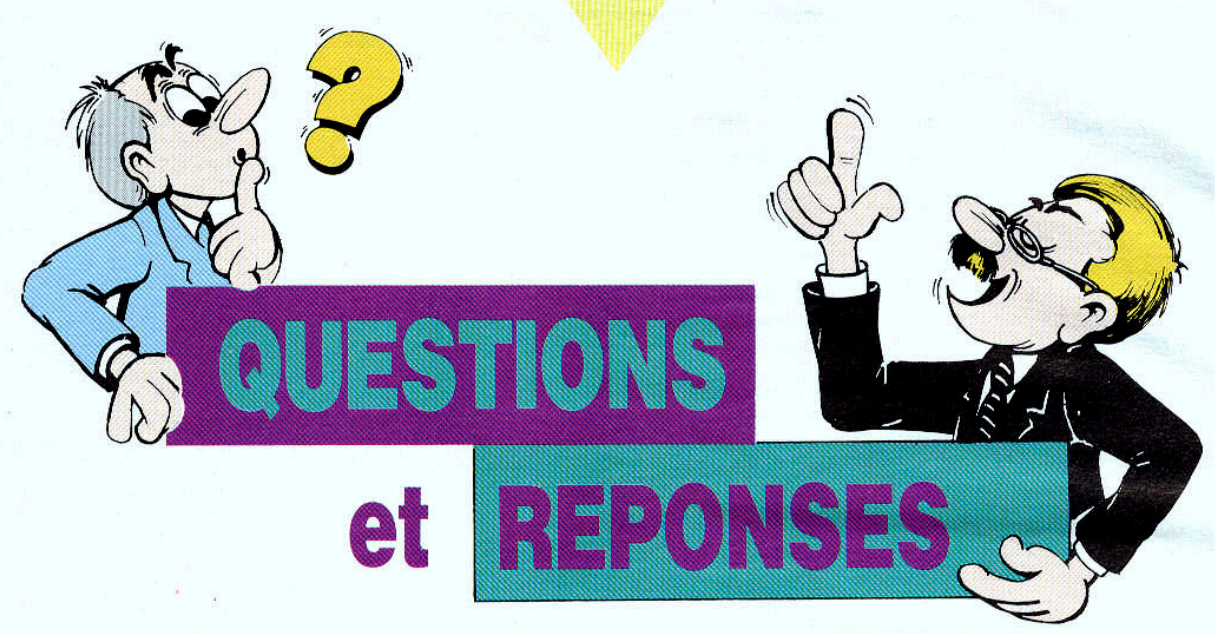
Le capteur de débit à réluctance magnétique.

Bloquez le curseur avec une goutte de vernis et découvrez le plaisir de la conduite économique. Vous serez très certainement surpris par l'inexactitude de quelques idées reçues en ce domaine...

CONCLUSION

Pour un investissement de deux cents francs environ, voici le moyen de contrôler votre consommation instantanée et donc, si vous modifiez certaines mauvaises habitudes au vu de l'indicateur, de réduire celle-ci. Ne conduisez tout de même pas sans arrêt avec les yeux sur votre rangée de LED, regardez aussi la route !

C. TAVERNIER



LES CASQUES ET LES MICROPHONES

Situés aux deux extrémités de la chaîne de reproduction sonore, les casques et les microphones occupent une position clé au sein de cette dernière. Les premiers, en permettant une qualité d'écoute sensiblement au-dessus de la moyenne ; les seconds, en rendant possible la capture du message sonore destiné notamment à être enregistré ou retransmis par les médias traditionnels.

C'est dire tout l'intérêt qui s'attache aux techniques caractérisant ces deux types de produits, à propos desquels on est amené à se poser bon nombre de questions, résumées ci-après.

1 EST-IL VRAI QUE L'ECOUTE AU CASQUE EST SUPERIEURE, SUR LE PLAN DE LA QUALITE, A L'ECOUTE « EN CHAMP LIBRE » ?

Souvent posée, cette question appelle plusieurs remarques.

Ne serait-ce qu'en raison des partisans inconditionnels de l'une et de l'autre forme d'écoute, celle dite « en champ libre » correspondant à la forme traditionnelle d'audition réalisée à partir d'enceintes acoustiques.

Sans vouloir relancer pour autant le débat, et l'expérience aidant, il est certain que l'écoute au casque – à condition toutefois que celui-ci réponde à un certain nombre d'impératifs d'ordre technique – est, dans la quasi-totalité des cas, beaucoup plus convaincante que l'écoute réalisée à partir d'enceintes acoustiques.

Ne serait-ce, tout d'abord, parce qu'il n'existe pas d'intermédiaires – tel le local d'écoute – entre le transducteur proprement dit et l'oreille de l'auditeur. Ensuite, parce que l'écoute au casque isole ce dernier du milieu ambiant – plus ou moins selon les modèles – et lui épargne donc la gêne causée par les bruits parasites externes.
Enfin – et à condition que le couplage casque/oreille soit correctement réalisé – parce que la courbe de réponse amplitude/fréquence d'un « vrai » casque HiFi est à la fois beaucoup plus étendue et plus régulière que celle de la meilleure des enceintes acoustiques. Ce qui, évidemment, n'est vérifié que pour les casques « top niveau », et n'est généralement pas le cas des modèles miniaturisés que l'on voit fleurir un peu partout depuis que les baladeurs ont connu la diffusion que l'on sait. Une fois encore, en ce domaine, « l'à-peu-près » n'est pas de mise et les résultats sont directement fonction des techniques mises en jeu et du soin apporté à la réalisation des produits proposés. Ce n'est évidemment qu'à ce prix que l'on peut confirmer la supériorité de l'écoute au casque sur celle à partir d'enceintes acoustiques.

2 QUELLES CONDITIONS L'ECOUTE AU CASQUE DOIT-ELLE REMPLIR POUR SATISFAIRE PLEINEMENT L'UTILISATEUR ?

Tous ceux qui ont eu l'occasion de pratiquer l'écoute au casque savent, par expérience, ce que l'audition d'œuvres musicales retransmises en stéréophonie peut présenter de surprenant, lors d'une première expérience.
Cela pour la simple raison, que à l'inverse de l'écoute en champ libre à partir d'enceintes acoustiques, l'écoute au casque donne à l'auditeur la très nette impression d'être au centre de l'orchestre et au milieu des interprètes. Et non pas face à ceux-ci, compte tenu que les sons perçus semblent prendre naissance au milieu de la tête de l'auditeur !
Pour le moins curieuse, cette sensation peut même devenir désagréable lorsque l'on se livre à l'écoute d'enregistrements « à effets », dans lesquels, au moment de la prise de son, seul le canal de droite ou de gauche se trouve effectivement modulé. Car on a alors l'impression de devenir temporairement sourd d'une oreille !
Ce phénomène s'explique par le fait que, pour un auditeur coiffé d'un casque d'écoute, les sons en provenance des voies gauche et droite ne peuvent – contrairement à ce qui se passe dans le cas de l'écoute en champ libre –être captés simultanément par les deux oreilles.
Seuls, en effet, les signaux de la voie gauche impressionnent le tympan de son oreille gauche, les signaux de la voie droite étant perçus uniquement par son oreille droite.
Ce qui est dû au fait que, lorsque l'on est coiffé d'un casque, les messages sonores reçus par chaque oreille sont rigoureusement distincts. En outre, ils sont perçus comme parvenant latéralement à celles-ci selon un angle faisant 90° avec la direction d'observation.
La raison en est que, en pareil cas, on ne tient pas compte du mécanisme de l'audition stéréophonique, lequel repose sur la perception, par les deux oreilles, des différences de pression et de phase du champ sonore qui nous entoure.
Différences dues à l'écartement de nos deux oreilles et à la présence, entre elles, du masque que constitue le globe de notre tête.
A l'inverse, lorsqu'il s'agit d'une écoute en champ libre, chacune de nos deux oreilles est excitée non seulement par les signaux sonores en provenance des enceintes acoustiques des voies gauche et droite, mais également par ceux en provenance de l'enceinte de la voie opposée.
En outre, du fait de l'écart séparant nos oreilles, lorsque la source sonore est sur la droite ou sur la gauche, le chemin parcouru par les signaux sonores, pour atteindre les deux oreilles, n'est pas le même.
En conséquence, les pressions acoustiques – toujours dans le cas de l'écoute en champ libre – ne sont pas transmises en phase à nos oreilles, la différence étant d'autant plus sensible que la fréquence s'élève : un phénomène auquel réagit particulièrement bien notre cerveau et grâce auquel la localisation des sons dans l'espace est possible.
Ce qui permet de comprendre pourquoi l'écoute au moyen d'un casque stéréophonique, branché purement et simplement à la sortie d'un amplificateur, est si souvent surprenante, car ne tenant pas compte du mécanisme de l'audition stéréophonique.
Fort heureusement, la solution de ce problème est des plus simples puisqu'il suffit de recréer les conditions de l'écoute à l'air libre ; laquelle est réalisée en envoyant à l'oreille gauche une partie des signaux en provenance du canal de droite, et *vice versa*. Et en créant, d'autre part, un retard artificiel au niveau du temps de propagation des signaux émanant d'un canal et devant parvenir sur l'autre voie.

3 QUELS SONT LES DIFFERENTS TYPES DE TECHNOLOGIES MISES EN ŒUVRE AU NIVEAU DES CASQUES D'ECOUTE ?

Si l'on fait abstraction des modèles **électromagnétiques** qui, en aucun cas, ne peuvent prétendre à une restitution sonore de qualité Hi-Fi, on se trouve face à trois grandes familles de casques d'écoute.
La première – et une des plus anciennes – est constituée par les casques *électrodynamiques,* qui ne sont rien d'autre que la réplique miniaturisée des haut-parleurs basés sur le même principe.
Pour les casques de ce type, tout est similaire – quoique en plus petit – à ce que l'on trouve dans un haut-parleur électrodynamique : une membrane conique, associée à une bobine mobile comportant quelques spires de fil conducteur, cette dernière plongeant dans un champ magnétique intense, concentré au niveau d'un entrefer, et engendré par un aimant permanent.
Etant donné que cette membrane est solidaire de la bobine mobile se déplacant linéairement dans le champ magnétique – créé au niveau de l'entrefer sous l'action du courant de modulation parcourant ses spires – on obtient de la sorte un dispositif reproducteur qui n'a que peu de défauts.
En conséquence, ce système « moteur » est actuellement – et de loin – le plus répandu. Quelques variantes existent toutefois, représentées par les modèles *isodynamiques* et *orthodynamiques,* dont la principale particularité est d'avoir une bobine mobile, réalisée à plat – sous forme d'une « grecque » ou d'une spirale – et couvrant toute la surface de la membrane transductrice.
Connaissant la faveur des mélomanes les plus difficiles, les casques *électrostatiques* se distinguent des précédents par le fait qu'ils font appel à une membrane plane, constituant ce que l'on appelle un diaphragme. Lequel est fait d'une feuille

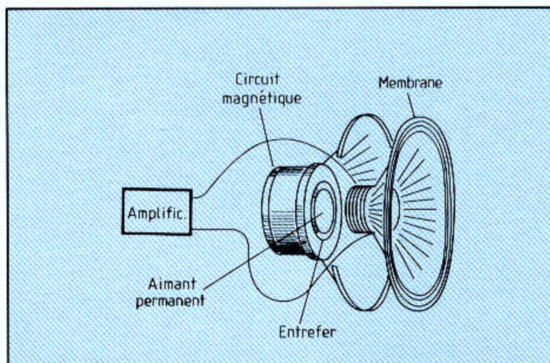


Fig. 1. – Le plus souvent, le « moteur » des écouteurs électrodynamiques s'apparente à celui d'un classique haut-parleur et comporte une bobine mobile – placée dans le champ d'un aimant, et solidaire d'une membrane en papier.

de mylar, métallisée, très fine et fortement tendue, disposée à très faible distance d'une plaque fixe, faisant fonction d'électrode et polarisée par une tension continue élevée.
En pratique, et pour réduire les déformations de non-linéarité dont pourrait faire l'objet ce type de transducteur, on fait habituellement appel à une construction symétrique (push-pull), la membrane métallique étant tendue entre deux grilles métalliques fixes.
Une source de tension continue étant appliquée entre la membrane métallisée centrale et les deux grilles précitées, un champ électrostatique est créé entre ces trois électrodes. Sitôt qu'intervient un signal de modulation venant se superposer à ce champ, la membrane métallique, prise « en sandwich » entre les deux grilles fixes, se trouve soumise à attraction ou à répulsion de la part de ces dernières, selon les polarités des électrodes respectives. Et traduit donc, en variations sonores perceptibles à l'oreille, les variations de polarité et d'amplitude des signaux de modulation.
Comparable, du point de vue comportement, à celui des casques électrostatiques, le fonctionnement des casques à *électrets* repose sur l'emploi d'une membrane diélectrique chargée – une fois pour toutes – d'électricité statique sous l'action conjuguée d'une forte température (150 à 250 °C) et d'un champ électrique intense, auxquels on la soumet lors de sa fabrication.
Opération qui a pour effet de déposer, de part et d'autre de la membrane ainsi traitée, des charges d'électricité statique lui conférant une polarisation permanente, comparable à celle des casques électrostatiques. Mais sans qu'il soit besoin de faire appel à une tension continue externe, peu pratique à générer. Ce qui simplifie grandement, non seulement la réalisation de tels casques, mais également les branchements extérieurs qui se résument au raccordement à la sortie d'un amplificateur.

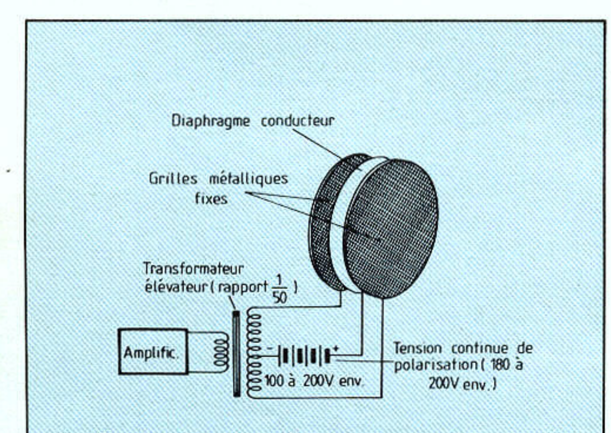


Fig. 2. – Les écouteurs électrostatiques utilisent un diaphragme conducteur, très fin, polarisé par une tension électrique élevée et tendu entre deux grilles métalliques fixes. Les signaux de modulation sont appliqués à l'ensemble par l'intermédiaire d'un transformateur-élévateur.

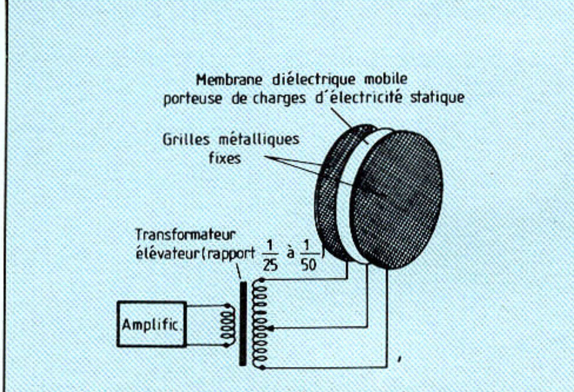


Fig. 3. – Les écouteurs à électrets utilisent une membrane diélectrique, porteuse de charges d'électricité statique, tendue entre deux grilles métalliques. Ces écouteurs ne nécessitent pas de tension de polarisation mais travaillent en liaison avec un transformateur-élévateur, tout comme les écouteurs électrostatiques.

4 IL EST FREQUEMMENT QUESTION DE CASQUES A STRUCTURES « FERMEE », « SEMI-OUVERTE » ET « OUVERTES ». EN QUOI CES DIVERSES FORMULES DIFFERENT-ELLES LES UNES DES AUTRES ?

Pour bien saisir les différences séparant ces technologies, il importe tout d'abord de se rappeler que le volume d'air déterminé par la coquille des écouteurs d'un casque, les oreillettes associées à ces derniers et le lobe de l'oreille contre lequel elles sont appliquées influent grandement sur le comportement auditif de l'ensemble. Tout comme la pression acoustique existant à l'intérieur de ce volume.
Ce qu'il est facile de mettre en évidence – lors de l'écoute au casque – simplement en modifiant la pression exercée par celui-ci sur les oreilles. Un réflexe que connaissent bien les utilisateurs de ce mode d'écoute qui, pour mieux saisir les détails du message sonore, mais aussi pour obtenir une amélioration de la réponse dans le registre grave, ont instinctivement recours à cette méthode.
Laquelle, en améliorant le couplage casque/oreille, permet effectivement une meilleure restitution du registre grave. C'est en tout cas ce qui se passe avec les casques dits « à structure fermée », conçus de façon à assurer une étanchéité aussi parfaite que possible, entre la coquille, complètement close, et l'oreille sur laquelle elle est appliquée.
Pour y parvenir, il est fait appel à un anneau de soutien, largement dimensionné, exerçant une pression relativement importante au niveau des écouteurs plaqués contre la tête, et mettant en œuvre des oreillettes de dimensions « généreuses ».
Parfaitement étanches aux bruits ambiants et caractérisés par un excellent rendement dans le grave, de tels casques sont – il faut le dire – assez mal supportés et donc mal adaptés à une écoute prolongée.
Aussi, depuis déjà un bon nombre d'années, ont-ils cédé le pas aux casques à structure « semi-ouverte », dont le rendement dans le registre grave est un peu moins bon, en raison des « fuites » affectant le volume d'air compris entre la coquille et l'oreille. Mais que l'on peut combattre assez facilement au moyen de certains artifices de construction : évents de décompression, plus ou moins freinés par des filtres acoustiques.

Par comparaison avec les casques « à structure fermée », les casques à structure « semi-ouverte » sont à la fois beaucoup plus légers et nettement plus agréables à porter. Cela, notamment, en raison de la disparition de la pression élevée à laquelle est soumise l'oreille interne dans le cas des casques à structure fermée, et en raison de la communication de celle-ci, avec l'air ambiant, *via* les évents signalés ci-dessus. Autant de raisons qui expliquent le succès rencontré par les casques de ce type partageant la vedette avec la troisième catégorie de casques, dits à structure « ouverte ».
Communicant largement avec l'extérieur par les nombreux orifices ménagés au niveau des coquilles, de tels casques n'isolent évidemment pas l'utilisateur des bruits ambiants.
Mais, en compensation, il n'y a plus lieu – avec de tels casques – de se préoccuper de la gêne causée par la pression acoustique entre la coquille et l'oreille interne, et encore moins des résonances de cavité qui découlent parfois d'une mauvaise conception des casques à structure fermée ou semi-ouverte.
En outre, loin de constituer un défaut, la faible isolation phonique des casques à structure ouverte évite le désagréable retranchement du milieu ambiant.
En fait, avec de tels casques, on se retrouve pratiquement dans des conditions d'écoute proches de celles effectuées en champ libre, compte tenu de la suppression de l'écran acoustique, caractérisant les deux autres types de structure.

5 SUR QUELS CRITERES PEUT-ON SE BASER LORS DU CHOIX D'UN CASQUE ? QUELLES SONT LES TECHNOLOGIES ASSURANT LES MEILLEURES PERFORMANCES ?

Le poids étant le principal « ennemi » des casques – notamment dans le cas d'une écoute prolongée – il importe tout d'abord de choisir un casque aussi léger que possible. Cela, bien évidemment, en étant attentif à ce que les performances du casque n'aient pas à souffrir de cet allégement. Ce que, malheureusement, les casques « ultra-légers » accompagnant souvent les baladeurs ne respectent généralement pas, en raison de leurs très faibles dimensions physiques qui entre autres, ne se prêtent évidemment pas à un couplage optimal avec l'oreille.
Autre élément de confort, et non des moindres, la conception des oreillettes et de la bride de maintien doit être telle que le casque se trouve bien positionné au niveau de l'oreille et n'exerce qu'une faible pression mécanique au niveau du lobe de celle-ci.
Ces impératifs étant observés, il y a évidemment lieu de tenir compte d'un certain nombre de caractéristiques acoustiques et électriques qui font qu'un casque peut se révéler, à l'usage, soit franchement mauvais, soit réellement excellent.
Il va de soi que la réponse en fréquence – qui doit être aussi étendue et régulière que possible – est un des éléments déterminants du choix. Malheureusement, les constructeurs se montrent d'ordinaire très discrets sur ce chapitre, se contentant de préciser la bande passante couverte, ce qui ne signifie pas grand-chose.
Aussi, le mieux est-il encore de se guider à partir des technologies retenues, en général très « typées » quant aux résultats qu'elles permettent d'obtenir. Avec, en premier lieu, les casques électrostatiques, de loin les plus performants, tant du point de vue réponse en fréquence, définition du message sonore et qualité du couplage casque/oreille. Dans cette catégorie, deux types de structure co-existent : les modèles à structure fermée et les modèles à structure ouverte, ces derniers ayant d'ailleurs la préférence du fait notamment de leur plus grand confort d'écoute, dû à leur grande légèreté.
Une ombre au tableau cependant : la nécessité de disposer d'une source de polarisation haute tension, peu pratique et encombrante. Sauf si le casque est un modèle à « auto-alimentation », mais qui paie alors cette autonomie d'un poids supplémentaire. Une contrainte à laquelle échappent les casques à électrets qui disposent, nous l'avons vu, d'une membrane diélectrique chargée, une fois pour toutes, d'électricité statique. En matière de HiFi, c'est certainement la solution actuellement la plus satisfaisante du triple point de vue : confort d'écoute, performances et simplicité de mise en œuvre.
A mi-chemin entre les casques électrostatiques – ou à électrets – et les casques électrodynamiques classiques, auxquels on peut les rattacher, les modèles isodynamiques et orthodynamiques sont, dans l'ensemble, plus performants que les derniers nommés. D'une part, en raison de l'excellent couplage casque/oreille leur conférant une réponse dans le grave tout à fait excellente, d'autre part, compte tenu du très faible poids de la membrane servant, par ailleurs, de support à un réseau conducteur, disposé à plat, et remplissant le rôle d'une bobine mobile. Mais sans en avoir la masse dynamique, ce qui leur procure une remarquable réponse impulsionnelle.
Plus modestes, quant aux performances affichées, les classiques casques électrodynamiques présentent la particularité de pouvoir être aisément miniaturisés. Toutefois certains modèles « haut de gamme » équipés de membrane à dôme hémisphérique, ou mettant en œuvre des membranes « passives », entourant la membrane « active », parviennent à des niveaux d'excellence comparables à ceux des autres catégories.

6 LA CAPTURE DES SIGNAUX AUDIO NECESSITE L'EMPLOI DE MICROPHONES. A QUELLES TECHNIQUES CES DERNIERS FONT-ILS APPEL ?

Pratiquement, les microphones peuvent être rangés dans deux catégories. D'une part, les modèles *électro-dynamiques*, d'autre part, les modèles *électrostatiques*.
Très répandus, les modèles électrodynamiques sont de deux types : à *bobine mobile* et à *ruban*. Les premiers sont, de loin,

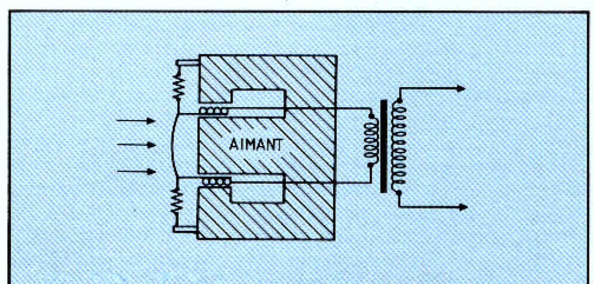


Fig. 4. – Les microphones électrodynamiques, à bobine mobile, sont construits selon une technique rappelant celle des haut-parleurs.

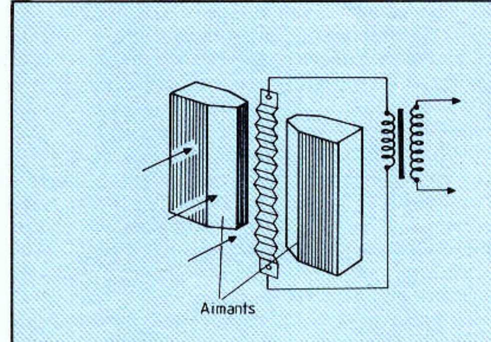


Fig. 5. – Les microphones électrodynamiques, dont le ruban est tendu entre deux aimants, et dont les deux faces sont librement accessibles aux vibrations sonores, sont du type « à vitesse ».

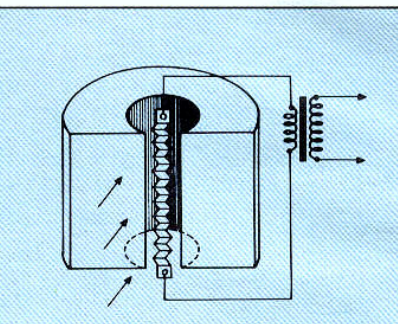


Fig. 6. – Quand le ruban d'un microphone électrodynamique est placé entre les pôles d'un aimant cylindrique, soustrayant la face arrière du ruban à l'action directe des ondes sonores, on obtient un microphone « à pression ».

les plus répandus. Leur construction est, en tout point, calquée sur celle des haut-parleurs électrodynamiques classiques ; à cela près que leurs dimensions générales sont miniaturisées et qu'ils fonctionnent en sens inverse de ces derniers, les variations de pression transmises à leur membrane amenant une bobine mobile à se déplacer dans le champ d'un puissant aimant.

Ce qui a pour effet de faire apparaître aux bornes de la bobine mobile des tensions électriques proportionnelles à son déplacement. Ces tensions étant très faibles, on est amené à utiliser un transformateur-élévateur en sortie du microphone, afin de disposer d'un signal de niveau convenable.

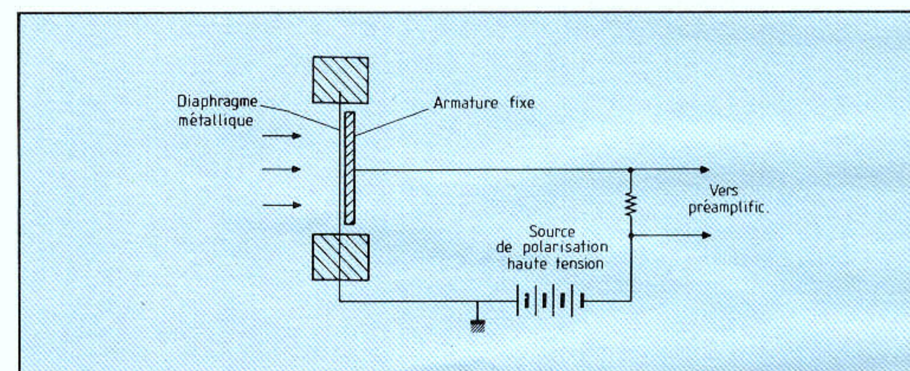


Fig. 7. – Les microphones électrostatiques (ou à condensateur) font appel à un diaphragme métallique, très mince et fortement tendu, placé à faible distance d'une armature fixe portée à une tension continue élevée.

La technologie des microphones à ruban est quelque peu différente. Sur ces derniers l'élément mobile réagissant aux variations de pression est constitué par un mince ruban ondulé, en aluminium, placé entre les pôles d'un aimant.

Sous l'effet des vibrations sonores communiquées à ce ruban, des tensions induites prennent naissance aux bornes de ce dernier. Ces tensions, on s'en doute, sont très faibles et nécessitent, tout comme pour les modèles à bobine mobile, l'utilisation d'un transformateur à rapport élevateur élevé.

Selon le mode de construction retenu, les microphones à ruban présentent un comportement très différent. C'est ainsi que si le ruban est tendu entre les deux pôles d'aimants placés en regard l'un de l'autre, on a affaire à un modèle sensible à la *vitesse* de déplacement des molécules d'air. Tout autre est le comportement des microphones dont le ruban est disposé entre les pôles d'un aimant cylindrique. Dans ce cas on a alors affaire à un microphone sensible à la pression.

Les microphones électrostatiques – ou microphones à condensateur – utilisent, quant à eux, un diaphragme métallique très mince, et fortement tendu sur sa périphérie, disposé à très fai-

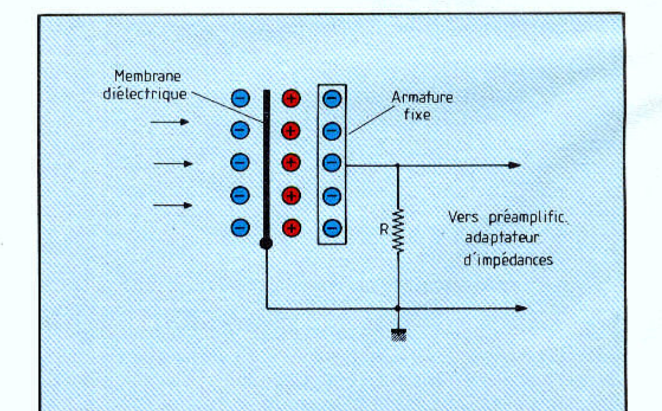


Fig. 8. – Les microphones à électrets utilisent une membrane diélectrique, chargée une fois pour toutes d'électricité statique et placée en regard d'une armature fixe.

L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

CIRCUIT RLC SERIE : variation du déphasage avec la fréquence

ENONCE

On considère un circuit RLC série où L et C sont fixes, mais où R joue le rôle de paramètre, alimenté par une tension alternative de pulsation variable ω.

1° Calculer tgφ, φ étant le déphasage de la tension sur le courant, étudier ses variations en fonction de ω dans l'intervalle [0, +∞[: continuité, limites, signe de la dérivée, valeur de ω qui annule la fonction.

2° Calculer la pente de la tangente aux courbes au point où elles rencontrent l'axe des abcisses, montrer qu'elle est inversement proportionnelle au paramètre R, et indépendante de C.

3° Chercher l'équation de l'asymptote oblique de chaque courbe lorsque la variable tend vers l'infini.

4° Montrer que les courbes ont pour les deux valeurs particulières $\omega_2 = \omega_o/\sqrt{2}$ et $\omega'2 = \omega_o \cdot \sqrt{2}$ des ordonnées symétriques tg φ_2 et – tg φ_2 que l'on calculera.

5° Construire sur un même graphique pour L = 0,1 H et C = 1 μF les deux courbes de la famille correspondant aux valeurs suivantes du paramètre R : R_1 = 100 Ω R_2 = Rc = 316 Ω en utilisant les résultats précédents, pour ω variant de 0 à 8 000 rd/s.

(Problème proposé par P. Mory)

SOLUTION

1° $i = I \sin \omega t$ $u = U \sin(\omega t + \varphi)$ $Z = R + j(L\omega - 1/C\omega)$

$$\text{tg}\varphi = \frac{L\omega - 1/C\omega}{R}$$

fonction toujours définie dans l'intervalle $\omega \in [\omega, +\infty[$

$$\text{tg}\varphi = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}$$

Limites : $\omega = 0$

$\omega \to +\infty$ $\text{tg}\varphi \to +\infty$ (voir plus loin)

La fonction s'annule pour $LC\omega^2 = 1$ ou $\omega = \omega_o$

$\omega = \omega_o$ $\text{tg}\varphi = 0$

La dérivée

$$\frac{d(\text{tg}\varphi)}{d\omega} = \frac{1}{R}\left(L + \frac{1}{C\omega^2}\right)$$

$$\text{tg}'\varphi = \frac{1}{R}\left(L + \frac{1}{C\omega^2}\right)$$

est toujours positive et la fonction toujours croissante.

2° Pour $\omega = \omega_o$, on trouve :

$$\left[\frac{d(\text{tg}\varphi)}{d\omega}\right]_{\omega=\omega_o} = \frac{1}{R}\left(L + \frac{LC}{C}\right) = \frac{2L}{R}$$

$$(\text{tg}'\varphi)_{\omega=\omega_o} = \frac{2L}{R}$$

La pente de la tangente au point où les courbes rencontrent l'axe des abcisses est indépendante de C et d'autant plus petite que R est grand.

3° Etude de la branche infinie.

$$\frac{tg\varphi}{\omega} = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R\omega} = \frac{L - \frac{1}{C\omega^2}}{R}$$

$$\left(\lim \frac{tg\varphi}{\omega}\right)_{\omega \to \infty} = \frac{L}{R}$$

$$tg\varphi - \frac{L}{R}\,\omega = \frac{L\omega - 1/C\omega - L\omega}{R}$$

$$= -\frac{1}{RC\omega}$$

$$\left[\lim \left(tg\varphi - \frac{L}{R}\omega\right)\right]_{\omega \to +\infty} = 0$$

L'équation des asymptotes obliques est donc $tg\varphi = L\omega/R$

$$tg\varphi = \frac{L\omega}{R}$$

4° Pour les valeurs particulières

$$\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2LC}}$$

$$\text{et } \omega = \omega_0\sqrt{2} = \sqrt{\frac{2}{LC}}$$

On trouve pour $tg\varphi$ les deux valeurs opposées suivantes

Pour $\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{2}}$

$$tg\varphi_2 = \frac{\sqrt{\frac{2L}{C}} - \sqrt{\frac{L}{2C}}}{R}$$

Pour $\omega = \omega_0\sqrt{2}$

$$-tg\varphi_2 = \frac{\sqrt{\frac{L}{2C}} - \sqrt{\frac{2L}{C}}}{R}$$

5° Les courbes de la famille sont représentées sur le graphique de la figure 1.

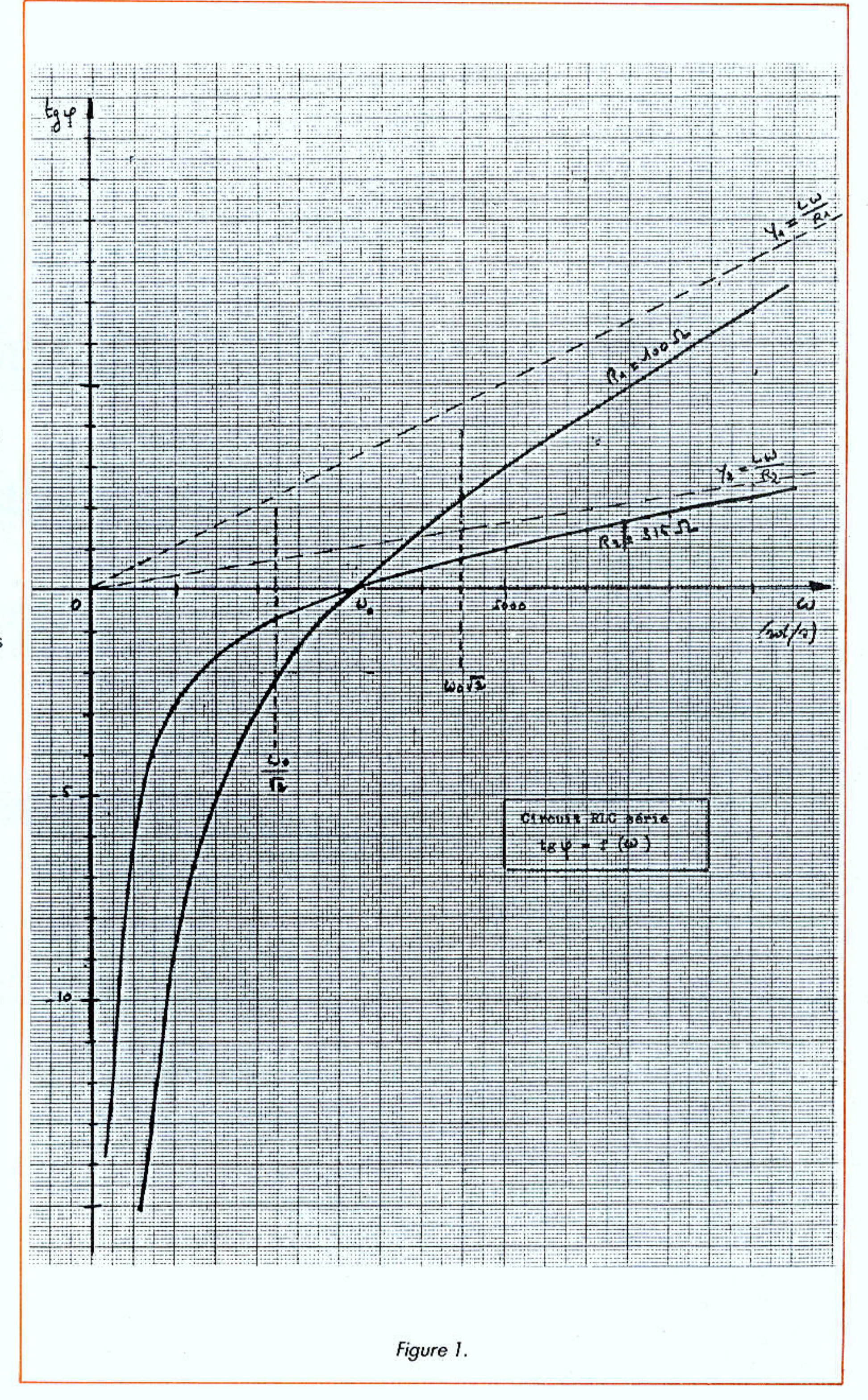


Figure 1.